



Bachelorarbeit

Entwicklung eines Referenzdesigns einer hochverfügbaren Leistungsversorgungseinheit für das SHEFEX III-Navigationssystem

Norbert Kwiatkowski (5024138)



Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR)
Institut für Raumfahrtssysteme
Abteilung: Navigations- und Regelungssysteme (RY-GNC)

Erstprüfer:	Prof. Dr.-Ing. Reinhard Geyer
Zweitprüfer:	Prof. Dr. Folker Renken
Fachliche Betreuer:	Dipl. Ing. (FH) Fred Ohlendorf
	M.Eng. René Schwarz

Bearbeitungszeitraum: KW47/2013 bis KW4/2014 (10 Wochen)
Wintersemester 2013/2014

Sperrvermerk

Diese Bachelorthesis basiert auf internen und vertraulichen Daten des Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.. Sie darf Dritten, mit Ausnahme der betreuenden Dozenten und befugten Mitglieder des Prüfungsausschusses, ohne ausdrückliche Zustimmung des Unternehmens nicht zugänglichgemacht werden. Eine Vervielfältigung und Veröffentlichung dieser Arbeit ohne ausdrückliche Genehmigung, auch in Auszügen, ist nicht erlaubt.

Erklärung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Bachelorthesis selbständig erarbeitet und dabei keine anderen als die angegebenen Quellen verwendet habe.

Abstract

Im Jahr 2005 legte das DLR mit dem Launch des ersten SHEFEX Flugkörpers vor dem europäischen Nordmeer am Rande der Insel Andøya den Grundstein für eines seiner größten Programme auf der Suche nach neuen Technologien für bevorstehende Weltraummissionen. Neun Minuten dauerte der Flug und endete in 190 Kilometern Entfernung auf dem Meeresgrund der norwegischen See. Ein voller Erfolg.

SHEFEX steht für die Abkürzung „Sharp Edge Flight Experiment“. Ein im Sinne der Wissenschaft im Jahre 2001 entstandenes Programm zur Erforschung neuer Thermalschutzkonzepte für wiedereintrittsfähige Raumgleiter.

Gute acht Jahre nach Abschluss der ersten SHEFEX-Mission steckt die dritte Generation des Raumgleiters im Anfangsstadium der Entwicklung.

Am Institut für Raumfahrtssysteme in Bremen entsteht im Rahmen des SHEFEX III Flugexperiments ein hybrides Navigationssystem. Das Navigationssystem für SHEFEX III soll erstmalig konsequent N+1 redundant aufgebaut werden wie es bei unbenannten Raumfahrtmissionen in kritischen Systemen üblich ist. Für dieses Navigationssystem wird eine ebenfalls redundant aufgebaute hochverfügbare Leistungsversorgungseinheit gefordert. Mit dieser Thematik beschäftigt sich der Inhalt dieser Bachelorthesis.

Im Rahmen dieser Ausarbeitung werden Redundanzkonzepte zur Leistungsversorgung für das hybride Navigationssystem der SHEFEX III Mission analysiert und auf Basis dieser Betrachtungen ein Systemdesign entworfen. Es wurde recherchiert mit welchen Methoden sich Schaltregler in heißer Redundanz betreiben lassen und welches dieser Konzepte für einen fehlertoleranten Systemaufbau geeignet ist. Weiter werden Präventionsmaßnahmen gegen hohe Einschaltströme und Fehlsituationen der Konverter sowie Fehler der Geräte zum Schutze des Gesamtsystems getroffen. Geeignete Schaltregler wurden recherchiert, Präventionsmaßnahmen gegen EMV-Störungen erstellt. Mit einem ersten Testaufbau wird die Eignung des Systems untersucht.

Das Ergebnis dieser Arbeit ist ein Konzept für eine bis zum Versorgungsbus der Geräte redundant aufgebauten Leistungsversorgungseinheit für das SHEFEX III Navigationssystem.

Das Kapitel 5 ist nicht Teil der Bachelorthesis, sondern stellt den Praxisphasenbericht dar. Darauf wird an entsprechender Stelle nochmals hingewiesen.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	III
Tabellenverzeichnis	VI
Abkürzungen.....	VII
Symbolverzeichnis.....	VIII
1 Einleitung.....	1
2 Aufgabenbeschreibung	2
3 Theoretische Grundlagen	3
3.1 Eintakt-Durchflusswandler.....	3
3.2 Sperrwandler.....	5
3.3 Parallelschaltung von DC/DC-Konvertern	7
3.4 Ideale Dioden	9
4 Hybrides Navigationssystem für das SHEFEX III Flugexperiment	10
4.1 HNS-Systemübersicht.....	10
4.2 Energiezuleitungen an das HNS	11
5 Untersuchung von Redundanzkonzepten zur hochverfügbaren Leistungsversorgung für das SHEFEX III-Navigationssystem	12
5.1 Theoretische Grundlagen zum Thema Ausfallwahrscheinlichkeit.....	12
5.2 Zusammenschaltung von Komponenten	14
5.3 Mögliche Redundanzkonzepte für die Energieversorgung des SHEFEX III-HNS	18
6 Erstellung eines Referenzdesigns für die HNS-PDU.....	27
6.1 Festlegung der Funktionen	27
6.2 Aufstellung der Energiebilanz	28
6.3 Festlegung der Massearchitektur	30
6.4 Erstellen der Systemarchitektur	32
6.5 Entwurf der Elektronikkomponenten	36
6.5.1 Diode-OR	36
6.5.2 Elektronische Schalter	42
6.5.3 PDU-Monitor	53
6.5.4 DC/DC-Konverter	57
6.5.5 EMI-Filter	58

6.5.6	Schnittstellen an den PDU-Controller	60
6.6	Wirkungsgrad der HNS-PDU	62
7	Testen der Elektronikkomponenten	64
7.1	Beschreibung des Versuchsaufbaus.....	64
7.2	Kalibrierung des PDU-Monitors	65
7.3	Messungen an den primärseitigen 22 V-34 V Schaltern.....	67
7.4	Diode-OR mit parallelen DC/DC-Konvertern.....	70
7.5	Testen der sekundärseitigen +5 V und ± 15 V Schalter	78
7.6	Beurteilung der Messergebnisse	82
8	Zusammenfassung und Ausblick.....	83
	Literaturverzeichnis.....	85
	Anhang	87
A1:	Schaltpläne für Diode-OR-Zusammenführungen.....	87
A2:	Schaltpläne für primärseitige Schalterelemente	91
A3:	Schaltpläne für sekundärseitige Schalterelemente	94
A4:	Schaltpläne für PDU-Monitor.....	96
A5:	PDU-Monitor - Programmablaufplan.....	99
A6:	PDU-Monitor - Quelltexte	100
A7:	Versuchsaufbau.....	104

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Payload SHEFEX I [1]	1
Abbildung 3.1: Schaltbild des Eintakt-Durchflusswandlers	3
Abbildung 3.2: Spannungs- und Stromverläufe beim Eintakt-Durchflusswandler	4
Abbildung 3.3: Schaltbild des Sperrwandlers	5
Abbildung 3.4: Spannungs- und Stromverläufe beim Sperrwandler	6
Abbildung 3.5: Zusammenschalten von parallelen DC/DC-Konvertern nach dem Verfahren Diode-OR..	8
Abbildung 3.6: Vergleich der Verlustleistung einer reellen Diode mit einem N-MOSFET und LTC4357 [5]	9
Abbildung 3.7: Prinzipschaltbild einer idealen Diode	9
Abbildung 4.1: Systemstruktur des hybriden Navigationssystems für SHEFEX III	10
Abbildung 5.1: Typischer Verlauf der Ausfallrate einer Elektronikkomponente	12
Abbildung 5.2: Zuverlässigkeit, bzw. Ausfallwahrscheinlichkeit eines Systems bei konstanter Ausfallrate	13
Abbildung 5.3: Dichtefunktion der Ausfallwahrscheinlichkeit bei konstanter Ausfallrate	14
Abbildung 5.4: Serienschaltung von Komponenten	14
Abbildung 5.5: Parallelschaltung von Komponenten	15
Abbildung 5.6: Modellierung eines 2-aus-3 Systems im Sinne der Zuverlässigkeit	15
Abbildung 5.7: Modellierung eines n-1 aus n Systems im Sinne der Zuverlässigkeit	16
Abbildung 5.8: Zuverlässigkeit in Abhängigkeit der Einsatzzeit bei n-1 aus n Systemen	17
Abbildung 5.9: Mögliche Weiterführung der 28V Zuleitungen	18
Abbildung 5.10: Mögliche Energieversorgung der Geräte über DC/DC-Konverter	19
Abbildung 5.11: Nach Gerätegruppen aufgebaute und N+1 redundante Leistungsversorgungseinheit für das SHEFEXIII HNS	21
Abbildung 5.12: Nach Spannungsebenen aufgebaute N+1 redundante Leistungsversorgungseinheit für das SHEFEXIII HNS	22
Abbildung 5.13: Drei mögliche Varianten zur Energieversorgung der Gyrometer und des GPS-Systems	23
Abbildung 5.14: Modellierung des Systems nach Variante A im Sinne der Zuverlässigkeit	23
Abbildung 5.15: Modellierung des Systems nach Variante B im Sinne der Zuverlässigkeit	24
Abbildung 5.16: Modellierung des Systems nach Variante C im Sinne der Zuverlässigkeit	24
Abbildung 5.17: Vergleich der Zuverlässigkeit der +5V Energieversorgung für zwei Geräte aus Schaltungsvariante A, B sowie C	24
Abbildung 5.18: Vergleich der Zuverlässigkeiten der gesamten Energieversorgung	25
Abbildung 6.1: Leistungsaufnahme des Navigationssystems in Abhängigkeit des PDU-Wirkungsgrads bei einem Leistungsbedarf von 71,1 W	29

Abbildung 6.2: Massearchitektur für das HNS-System	31
Abbildung 6.3: Systemarchitektur zur Leistungsversorgung des HNS	33
Abbildung 6.4: Schaltung für ideale Dioden mit LTC4352.....	38
Abbildung 6.5: Schaltung für ideale Dioden mit LTC4357.....	40
Abbildung 6.6: Zusammenführen der -15V Zweige mit 2xFYD0504SATM.....	41
Abbildung 6.7: Schaltplan für primärseitigen High-Side-Switch mit LT4363.....	43
Abbildung 6.8: Safe Operating Area des IRF3610S, Quelle: [16].....	45
Abbildung 6.9: High-Side Schalter mit Logikpegel-Ansteuerung für +5V.....	47
Abbildung 6.10: Überstromerkennung für den +5V Schalter.....	47
Abbildung 6.11: Schalter mit Logikpegelansteuerung für ±15V.....	50
Abbildung 6.12: Überstromerkennung für den ±15V Schalter.....	51
Abbildung 6.13: Analoge Messsignalaufbereitung.....	53
Abbildung 6.14: Digitalisierung und Interface zum PDU-Controller	53
Abbildung 6.15: Spannungsversorgung des PDU-Monitors	54
Abbildung 6.16: Eingesetzte EMV-Maßnahmen im HNS-System.....	59
Abbildung 6.17: Übersicht der Schnittstellen an den PDU-Controller	60
Abbildung 6.18: Ansteuerung der primärseitigen Schalter.....	61
Abbildung 6.19: Spannungsrückmeldung von der Primärseite	61
Abbildung 7.1: Skizze des Versuchsaufbaus zum Testen der Hardwarekomponenten	64
Abbildung 7.2: Messfehler bei Spannungsmessung vor- und nach Kalibrierung.....	65
Abbildung 7.3: Messfehler bei Strommessung vor- und nach Kalibrierung.....	66
Abbildung 7.4: Histogrammanalyse Spannungsmessung auf Line N	66
Abbildung 7.5: Versuchsaufbau für Messungen am Primärschalter.....	67
Abbildung 7.6: Einschaltvorgang mit 2 A Last am Ausgang des +5 V DC/DC-Konverter	67
Abbildung 7.7: Einschaltvorgang mit 6 A Last am Ausgang des +5 V DC/DC-Konverter	68
Abbildung 7.8: Zum Vergleich: Einschaltvorgang mit P-MOSFET, 2 A Last am Ausgang des +5 V DC/DC-Konverters.....	68
Abbildung 7.9: Fehlerabschaltung bei Kurzschluss am Ausgang des Schalters.....	69
Abbildung 7.10: Fehlerabschaltung bei Kurzschluss am Ausgang des Schalters (Zoomansicht).....	69
Abbildung 7.11: Fehlerabschaltung bei Lastsprung auf 10A am Ausgang des +5 V DC/DC-Konverters	69
Abbildung 7.12: Versuchsaufbau für Messungen an den Dioden	70
Abbildung 7.13: Diode mit LTC4352; Einschalten beider DC/DC-Konverter zugleich bei 2A Last (Messung a).....	71
Abbildung 7.14: Zuschalten der Line N bei aktivem System mit 8A Last (Messung b).....	71
Abbildung 7.15: Reaktion auf Kurzschluss am Eingang von Diode N bei 8 A Last (Messung c)	72
Abbildung 7.16: Lastsprung um +10 A (Messung d).....	72
Abbildung 7.17: Diode mit LTC4357; Einschalten beider DC/DC-Konverter zugleich (Messung a).....	73
Abbildung 7.18: Zuschalten der Line N bei aktivem System mit 0.6A Last (Messung b)	74
Abbildung 7.19: Reaktion auf Kurzschluss am Eingang von Diode N bei 0.6 A Last (Messung c)	74
Abbildung 7.20: Lastsprung um +0.5 A (Messung d).....	75

Abbildung 7.21: Schottky-Diode; Einschalten beider DC/DC-Konverter zugleich (Messung a)	76
Abbildung 7.22: Zuschalten der Line N bei aktivem System mit 0.6A Last (Messung b)	76
Abbildung 7.23: Reaktion auf Kurzschluss am Eingang von Diode N bei 0.6 A Last (Messung c)	77
Abbildung 7.24: Lastsprung um +0.6 A (Messung d).....	77
Abbildung 7.25: Versuchsaufbau für Messungen an den Schaltern	78
Abbildung 7.26: +5V Schalter; Lastsprung um 50A an der Lastnachbildung (Messung a)	79
Abbildung 7.27: +5V Schalter; Direkter Kurzschluss am Ausgang (Messung b)	79
Abbildung 7.28: +15V Schalter; Lastsprung um 10A an der Lastnachbildung (Messung a)	80
Abbildung 7.29: +15V Schalter; Direkter Kurzschluss am Ausgang (Messung b)	80
Abbildung 7.30: -15V Schalter; Lastsprung um 10A an der Lastnachbildung (Messung a)	81
Abbildung 7.31: -15V Schalter; Direkter Kurzschluss am Ausgang (Messung b)	81

Tabellenverzeichnis

Tabelle 4.1: Übersicht der Systemkomponenten des HNS	11
Tabelle 5.1: Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile einer modularen nach Gerätegruppen strukturierten Architektur.....	26
Tabelle 5.2: Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile einer nach Spannungsebenen strukturierten Architektur	26
Tabelle 6.1: Zusammenstellung der gewünschten Funktionalitäten der PDU	27
Tabelle 6.2: Zusammenstellung des Energiebedarfs der Sensorik.....	28
Tabelle 6.3: Zusammenstellung des Energiebedarfs der OBC's sowie des Ethernet-Switch	28
Tabelle 6.4: Zusammenstellung des Energiebedarfs des byzantinischen Sentinel Netzwerk.....	28
Tabelle 6.5: Übersicht zur Leistungsanforderung der DC/DC-Konverter	34
Tabelle 6.6: Zusammenstellung geeigneter Dioden-Controller	36
Tabelle 6.7: Auslegung der Strombegrenzung für die DC/DC-Konverter.....	44
Tabelle 6.8: Dimensionierung der Widerstände zur Überstromerkennung der +5V Schalter	49
Tabelle 6.9: Dimensionierung der Widerstände zur Überstromerkennung der $\pm 15V$ Schalter	52
Tabelle 6.10: UART-Protokoll zur Messdatenanforderung	56
Tabelle 6.11: UART-Protokoll zum Empfangen der Messdaten	56
Tabelle 6.12: Zusammenstellung und Kostenübersicht geeigneter DC/DC-Konverter	57
Tabelle 6.13: Zusammenstellung und Kostenübersicht geeigneter EMI-Filtermodule.....	58
Tabelle 6.14: Ermittlung des erforderlichen Stromes zur Versorgung des HNS bei minimaler Versorgungsspannung.....	62

Abkürzungen

DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.
FEE	Front End Electronic
FIT	Failure in time
GPIO	General-purpose input/output
HNS	Hybrid Navigation System
IMU	Inertial measurement unit
LSB	Least significant Bit
OBC	On Board Computer
PDU	Power Distribution Unit
REX-FF	Returnable Experiment – Free Flyer
SOA	Safe operating area
SPOF	Single point of failure
SHEFEX	Sharp Edge Flight Experiment

Symbolverzeichnis

C	Kapazität	F
f	Frequenz	Hz
F	Ausfallwahrscheinlichkeit	—
I	Strom	A
L	Induktivität	H
N, n	Natürliche Zahl	—
P	Leistung	W
R	Widerstand	Ω
R	Zuverlässigkeit	—
t	Zeit	sek
T	Periodendauer	sek
T	Temperatur	$^{\circ}C$ oder K
T_A	Umgebungstemperatur	$^{\circ}C$ oder K
T_J	Kerntemperatur	$^{\circ}C$ oder K
U	Spannung	V
ϑ	Tastverhältnis t_{ein}/T	—
λ	Ausfallrate	Fit

1 Einleitung

SHEFEX, bzw. das Sharp Edge Flight Experiment, ist ein Konzept des DLR auf der Suche nach neuen Technologien für rückkehrende Flugexperimente im Raumfahrtsektor. Das primäre Programmziel ist die Entwicklung eines neuartigen Thermalschutzes für wiedereintrittsfähige Flugkörper. Dieser Thermalschutz soll nicht - wie bislang üblich - rundgeformt, sondern aus ebenen Flächen konstruiert sein. Ein solch facettierter Thermalschutz bringt thermische sowie auch strömungstechnische Herausforderungen mit sich. Durch den Einsatz neuester Materialien und Technologien möchte das DLR diese Probleme kontrollierbar machen, so dass ein Thermalschutz entsteht, der kostengünstiger in der Herstellung ist, ohne dabei auf die unabdingbare Sicherheit zu verzichten. Am Ende des Projekts soll ein rückkehrender Raumgleiter unter dem Namen REX-Free Flyer entstehen der sich für unbemannte Experimente im schwerelosen Raum einsetzen lässt.

Nach den erfolgreichen Flügen der Prototypen SHEFEX I im Jahr 2005 sowie SHEFEX II im Jahr 2012 wird derzeit an dem dritten Prototyp mit dem Namen SHEFEX III gearbeitet. Der Start ist auf das Jahr 2016 festgelegt.

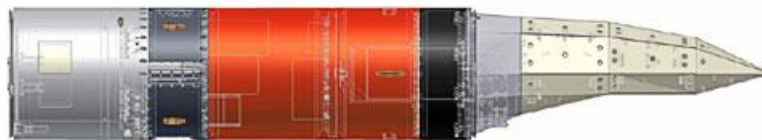


Abbildung 1.1: Payload SHEFEX I [1]

Für das SHEFEX III Flugexperiment des DLR wird in der Abteilung Navigations- und Regelungssysteme am Institut für Raumfahrtssysteme in Bremen ein hybrides Navigationssystem entwickelt. Für dieses Navigationssystem wird eine hochverfügbare Leistungsverorgung benötigt. Es soll erstmals ein eigens entwickeltes Versorgungssystem zum Einsatz kommen. Mit dem Entwurf der Leistungsverorgung beschäftigt sich der Inhalt dieser Thesis.

2 Aufgabenbeschreibung

Es soll ein Referenzdesign einer hochverfügbaren Leistungsversorgungseinheit für das hybride Navigationssystem für das SHEFEX III-Flugexperiment erstellt werden.

Das hybride Navigationssystem wird als missionskritisches System der SHEFEX III-Mission erstmals konsequent N+1 fehlertolerant innerhalb sämtlicher Systeme und Sensorgruppen entworfen. Dieses Konzept führt auf eine ebenfalls N+1 redundant aufgebaute Leistungsversorgung hinaus.

Folgende Aufgaben müssen erledigt werden:

- Die Funktionen der PDU müssen definiert werden.
- Eine N+1 redundante Systemarchitektur ist auf Basis von Zuverlässigkeitsbetrachtungen zu erstellen.
- Die erforderlichen Hardwarekomponenten sind zusammenzustellen, gegebenenfalls zu entwickeln und zu testen.
- Ein Energiebudget ist zu erstellen, der Leistungsbedarf des HNS ist zu ermitteln.

Ziel soll sein ein erstes Testmodel zu entwickeln und eine Vorlage zum Erstellen der Leistungsversorgung zu bieten.

Im Vorfeld dieser Thesis wurden im Rahmen der Praxisphase Redundanzkonzepte zur hochverfügbaren Leistungsversorgung des SHEFEX III-Navigationssystems ausgearbeitet und bewertet. Die Untersuchung und Ergebnisse sind in Kapitel 5 zusammengefasst in diese Thesis implementiert und bilden das Fundament zur Erstellung der Systemarchitektur. Kapitel 5 ist nicht Teil der Bachelorthesis.

Missionsanforderungen:

- Die Flugdauer der SHEFEX III-Mission beträgt maximal 30 Minuten.
- Geplante Geschwindigkeit für das Rückkehrexperiment: 7 km/s .
- Die Komponenten sind während der Missionsdauer starken mechanischen (in Form von Beschleunigung/Vibration/Schock) sowie thermischen Belastungen ausgesetzt.
- Die thermische Belastung der Komponenten liegt planmäßig im Bereich von $-20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $+50 \text{ }^{\circ}\text{C}$.
- Die Flughöhe liegt bei maximal 200 km , Vakuumfestigkeit ist erforderlich. Strahlungsfestigkeit ist nicht erforderlich.
- Die Abmessungen der HNS-Box lauten maximal $300 \times 300 \times 400 \text{ mm}$.
- Gesamtgewicht HNS-Box: $23,5 \text{ kg} \pm 4,7 \text{ kg}$.
- Versorgung der HNS-Box: $2 \times 28 \text{ V} \pm 6 \text{ V}$, max. 4 A .
- Versorgung der Star Tracker: $2 \times 28 \text{ V} \pm 6 \text{ V}$, max. 1 A .

3 Theoretische Grundlagen

In diesem Kapitel werden theoretische Grundlagen zu eingesetzten Komponenten in der HNS-PDU erläutert.

3.1 Eintakt-Durchflusswandler

Isolierte DC/DC-Konverter sind Gleichspannungswandler mit galvanisch getrennter Eingangs- und Ausgangsspannung. In der HNS-PDU werden isolierte DC/DC-Konverter mit geringen Leistungen zwischen 5 W und 30 W zum Einsatz kommen. Bei diesen Konvertern handelt es sich um Eintakt-Durchflusswandler oder um Sperrwandler. Daher wird an dieser Stelle die grundlegende Funktion des Eintakt-Durchflusswandlers aus Abbildung 3.1 erläutert, im nächsten Abschnitt wird der Sperrwandler beschrieben.

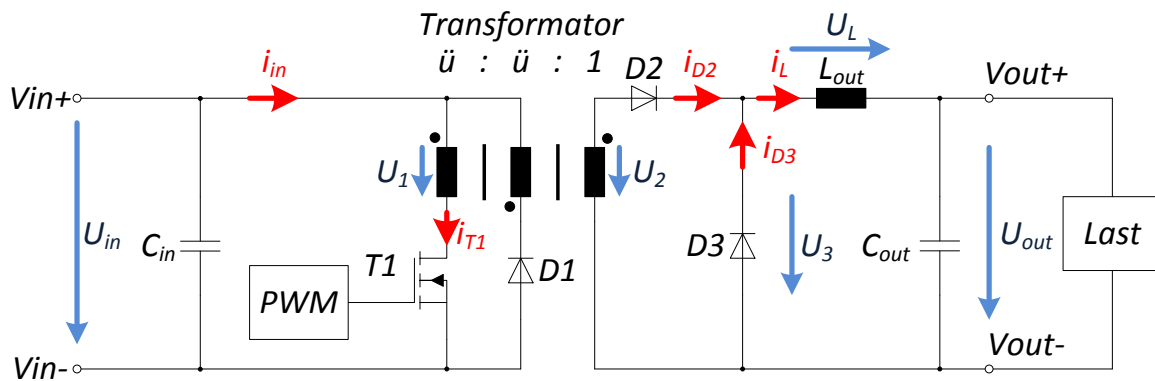


Abbildung 3.1: Schaltbild des Eintakt-Durchflusswandlers

Der Eintakt-Durchflusswandler lässt sich in Primärseite und Sekundärseite unterteilen. Zur Energieübertragung dient ein Transformator mit drei gekoppelten Wicklungen und dem Wicklungsverhältnis $\ddot{u}:\ddot{u}:1$. Die Energie wird im Transformator nicht zwischengespeichert, sondern direkt an die Sekundärseite übertragen. Für den Normalbetrieb (kein Lücken) gilt:

Bei $T1=EIN$ liegt am Trafo primärseitig die Spannung $U_1 = U_{in}$ an. Somit liegt sekundärseitig die Spannung $U_2 = U_{in}/\ddot{u}$ an. D2 liegt in Flussrichtung, somit lautet ebenfalls $U_3 = U_{in}/\ddot{u}$.

Bei $T1=AUS$ entmagnetisiert sich der Trafo über D1. An der Trafowicklung liegt dann die Spannung $U_1 = -U_{in}$ an. An T1 liegt die doppelte Eingangsspannung. Zur vollständigen Entmagnetisierung des Kernmaterials muss das Tastverhältnis $\vartheta = t_{ein}/T$ kleiner 0,5 sein. Sekundärseitig liegt D2 nun in Sperrrichtung und D3 in Flussrichtung. Daher ist $U_3 = 0 V$.

U_3 nimmt somit zwei Zustände an:

Bei $U_3 = U_{in}/\ddot{u}$ liegt an der Spule $U_L = U_{in}/\ddot{u} - U_{out}$ an. Der Strom steigt nach $u = L \cdot di/dt$ näherungsweise rampenförmig an und fließt dabei über D2.

Bei $U_3 = 0 V$ liegt an der Spule $U_L = -U_{out}$ an. Der Strom entlädt sich näherungsweise rampenförmig über D3.

Die Spannungs- und Stromverläufe sind in Abbildung 3.2 dargestellt.

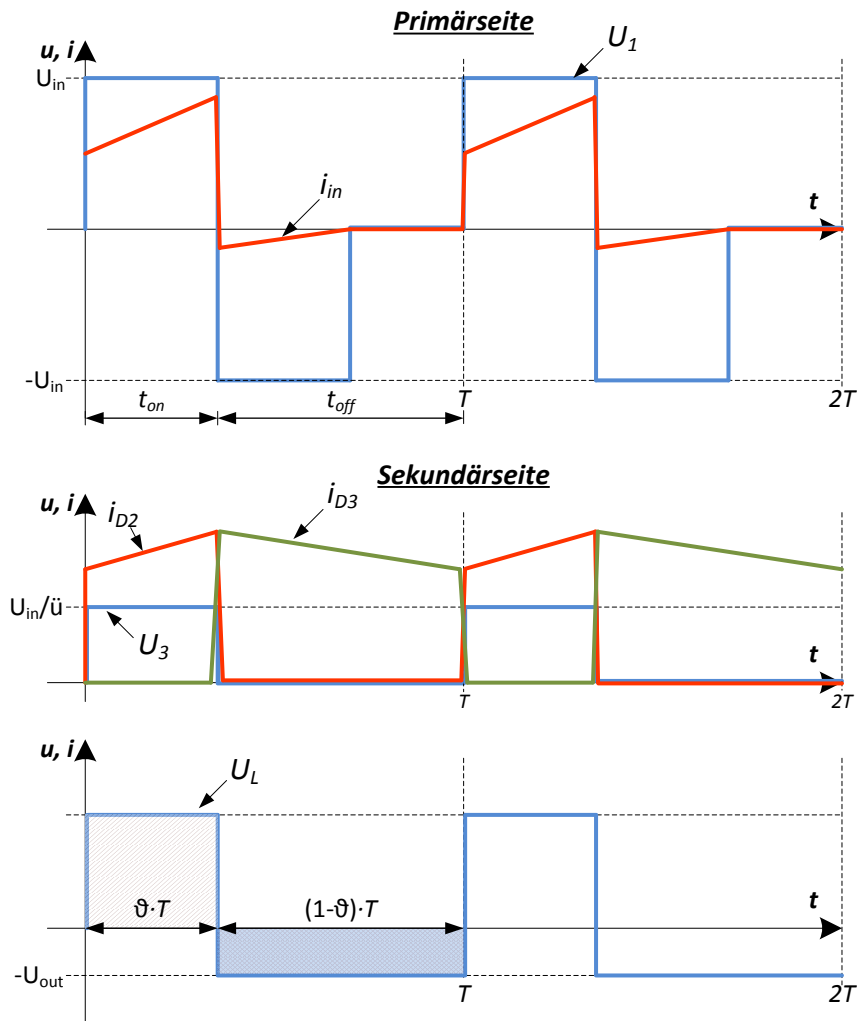


Abbildung 3.2: Spannungs- und Stromverläufe beim Eintakt-Durchflusswandler

Aus den Spannungszeitflächen an der Spule L_{out} erhält man die Ausgangsspannung U_{out} :

$$\vartheta \cdot T \cdot \left(\frac{U_{in}}{\ddot{u}} - U_{out} \right) = (1 - \vartheta) \cdot T \cdot U_{out} \quad \rightarrow \quad U_{out} = \vartheta \cdot \frac{U_{in}}{\ddot{u}}$$

Beim lückenden Betrieb (L_{out} wird gänzlich entladen und somit i_L zwischenzeitlich 0 A) gilt diese Gleichung nicht. Es ergibt sich an U_3 bei $i_L = 0$ A ein dritter Spannungszustand $U_3 = U_{out}$. Die Ausgangsspannung U_{out} steigt deshalb im lückenden Betrieb an. Zur Regelung der Ausgangsspannung muss das Feedback von der Sekundärseite an die PWM über eine galvanische Trennung erfolgen.

3.2 Sperrwandler

Nachfolgend wird das Funktionsprinzip des Sperrwandlers beschrieben. Das Schaltbild ist in Abbildung 3.3 zu sehen. Beim Sperrwandler wird der Transformator als Energiespeicher verwendet, der Trafo-Kern besitzt daher einen Luftspalt. Eine ausgangsseitige Speicherdrossel ist nicht erforderlich. Der Schaltregler lässt sich in Primär- und Sekundärseite aufteilen. Die Wicklung des Transformators ist so gerichtet, dass die Diode D1 zum Zeitpunkt des Einschaltens von T1 in Sperrrichtung liegt. Beim Sperrwandler kann man nach [2] drei grundlegende Betriebsarten unterscheiden, einen nichtlückenden Betrieb, einen lückenden Betrieb und einen Betrieb am Grenzübergang zwischen den beiden Betriebsarten. Unterschiede zwischen diesen Betriebsarten liegen in der Ausnutzung des Transformators, den Schaltverlusten und des Regelverhaltens.[2]

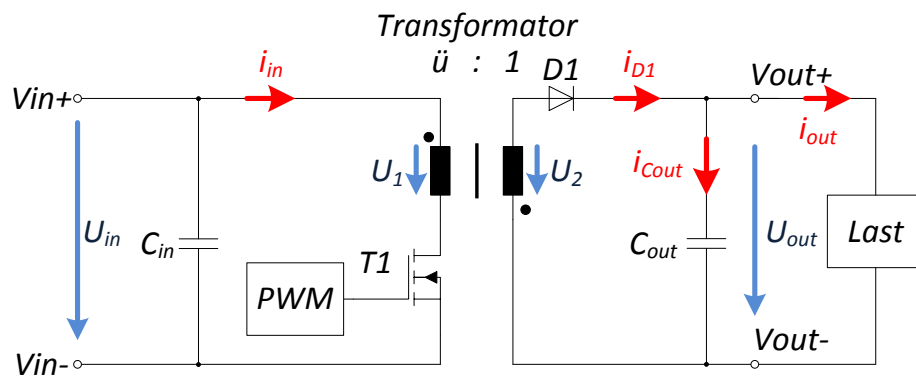


Abbildung 3.3: Schaltbild des Sperrwandlers

Der nichtlückende Betrieb unter idealen Bedingungen wird an dieser Stelle beschrieben. Strom und Spannungsverläufe sind in Abbildung 3.4 auf der nächsten Seite dargestellt.

Bei $T1=VIN$ liegt die Primärseite des Transformators an der Spannung U_{in} . Aufgrund der Vormagnetisierung des Kerns springt der Strom im Einschaltmoment und nimmt dann rampenförmig zu. Sekundärseitig liegt D1 in Sperrrichtung. Der Transformator nimmt die Energie auf und wird weiter magnetisiert. Der Kondensator C_{out} wird in diesem Zeitraum von der Last entladen.

Bei $T1=AUS$ kann primärseitig kein Strom mehr fließen, muss daher Sekundärseitig übernommen werden. D1 liegt für den Entmagnetisierungsstrom in Flussrichtung. Aufgrund der Vormagnetisierung springt der Strom durch D1 im Abschaltmoment von T1 und nimmt dann rampenförmig ab, übernimmt dabei den Strom für die Last und lädt den Kondensator C_{out} wieder auf.

Auf die Ausgangsspannung kann über die Spannungs-Zeitflächen an der Speicherinduktivität, bzw. dem Speichertransformator geschlossen werden:

$$\vartheta \cdot T \cdot \frac{U_{in}}{\ddot{u}} = (1 - \vartheta) \cdot T \cdot U_{out} \quad \rightarrow \quad U_{out} = \frac{U_{in}}{\ddot{u}} \cdot \frac{\vartheta}{(1 - \vartheta)}$$

Diese Gleichung gilt sowohl im nichtlückenden Betrieb sowie für den Betrieb an der Grenze zum lückenden Betrieb. Im lückenden Betrieb ergeben sich andere Spannungszeitflächen mit einem dritten Zustand bei dem $U_2 = 0 \text{ V}$ beträgt.

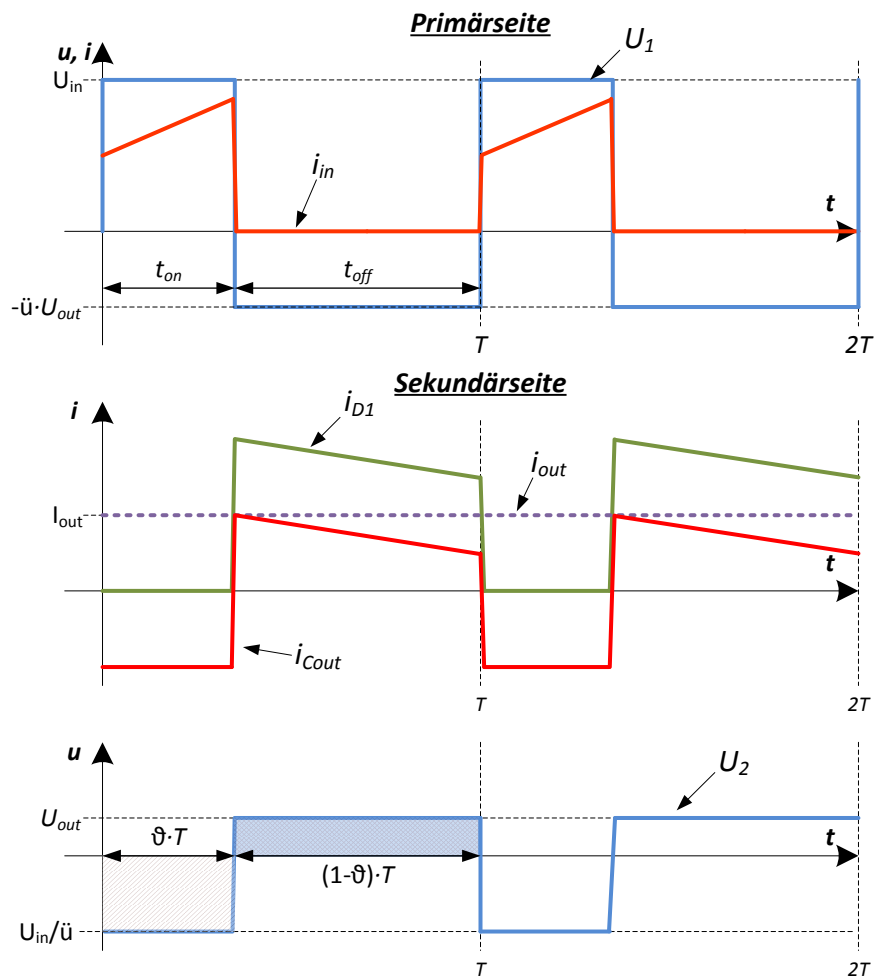


Abbildung 3.4: Spannungs- und Stromverläufe beim Sperrwandler

3.3 Parallelschaltung von DC/DC-Konvertern

Die theoretischen Grundlagen zum Thema Parallelschaltungen von DC/DC-Konvertern wurden dem Werk [3] „*Spacecraft Power Systems*“ von M.R. Patel sowie dem Dokument [4] „*A Classification and Evaluation of paralleling methods for power supply modules*“ von Shiguo Luo entnommen.

DC/DC-Konverter werden parallel betrieben um die Ausgangsleistung zu erhöhen oder um ein fehlertolerantes redundantes System zu erhalten. Der Unterschied liegt darin, dass im ersten Falle sämtliche parallel-geschaltete Konverter leistungsmäßig so ausgelegt sind, dass Alle permanent zur Verfügung stehen müssen um die Funktionalität des Systems aufrecht zu erhalten, während bei einem redundanten System einzelne Konverter inaktiv sein können ohne die Funktionalität zu beeinträchtigen. Es ist ein 1-aus-2 System denkbar oder zum Beispiel auch ein 2-aus-3 System. Im redundanten System ist die gemeinsame Summenleistung aller Konverter deshalb deutlich höher als erforderlich wäre.

Dabei kann grundsätzlich unterschieden werden zwischen kalter- und heißer Redundanz. Bei kalter Redundanz wird die Backup-Unit inaktiv gehalten und erst bei Ausfall der primären Einheit aktiviert. Bei heißer Redundanz werden beide Konverter parallel aktiv betrieben, so dass bei einem Ausfall keine Umschaltzeiten entstehen.

Ein einfaches Zusammenschalten von DC/DC-Konvertern ist in der Praxis nicht möglich da die Ausgangskennlinien zumeist nicht identisch sind. Es gibt viele Möglichkeiten zum Parallelschalten, diese können nach [4] allgemein in *Droop Sharing* und *Active Current Sharing* getrennt werden.

Beim *Droop Sharing* werden Methoden angewendet die Spannungsabfälle ausgangsseitig der Konverter schaffen wodurch sich ein gemeinsamer Arbeitspunkt an der Last bildet. Die einfachste Form des *Droop Sharing* ist am Ausgang jedes Konverters einen Serienwiderstand zu platzieren. Nachteilig bei dieser Methode ist die unsymmetrische Lastaufteilung. Ebenfalls ist es möglich, dass ein Konverter als zusätzliche Last für den zweiten Konverter agiert. Eine gängigere Form der *Droop Sharing* Methode unterbindet das zuletzt genannte Problem durch Ersetzen der Ausgangswiderstände mit Dioden, auch *Diode-OR* genannt. Damit werden rückfließende Ströme unterbunden. Des Weiteren gibt es Verfahren, bei denen die Ausgangswiderstände durch den Einsatz von MOSFETs variierbar sind. So ist es dann möglich, durch Erfassung der Ausgangsströme eine symmetrische Lastaufteilung der Konverter zu erzielen. Diese Methode erfordert eine zusätzliche Regelelektronik. Die *Droop Sharing* Methoden können als zuverlässig angesehen werden da kein Eingreifen in die Regelschleifen der Konverter stattfindet. Ebenso sind sie einfach in das System zu implementieren. Ein großes Problem bei allen *Droop Sharing* Methoden ist die entstehende Verlustleistung in den Serienelementen welche die Effizienz der Energieversorgung zwangsläufig mindert und zusätzliche thermische Probleme schaffen.[4]

Energetisch effizientere Methoden bilden keinen Spannungsabfall am Ausgang der Konverter sondern passen über eine Regelschleife die Ausgangsspannungen an. Diese Methoden werden allgemein als *Active Current Sharing* bezeichnet. Ein Eingreifen in den Regelkreis der Konverter kann zu Instabilität führen und bedarf daher eines deutlich höheren technischen Aufwands im Vergleich zu den *Droop Sharing* Methoden. Zur Regelung werden die Ausgangsströme der Konverter erfasst und abgeglichen, so dass alle Konverter dieselbe Ausgangsleistung liefern. Der Abgleich erfolgt zumeist

über einen gemeinsamen *Current Sharing Bus* oder über ein *Master-Slave* Prinzip. Damit entsteht zwangsläufig die Gefahr eines *Single Point of Failure* im System. Für missionskritische und redundant aufgebaute Systeme liegt die Gefahr eines Ausfalls nicht mehr nur in den DC/DC-Konvertern, sondern ebenfalls in der zusätzlichen Regelelektronik. [4]

Es gibt integrierte Schaltungen, die speziell für die beschriebenen Methoden entworfen sind. Für ein *Droop Sharing* eignet sich z.B. der LT4370 von Linear. Für *Active Current Sharing* gibt es LM5080, UCC39002, UC3902 oder UC3907 von Texas Instruments.

Für missionskritische Systeme bei denen redundante Konverter komplett unabhängig voneinander arbeiten sollten ist die einfachste und sehr sichere Methode wie in Abbildung 3.5 über Dioden. Damit ist sichergestellt, dass kein Konverter als zusätzliche Last agiert. Das System ist geschützt falls ein Konverter einen Kurzschluss am Ausgang erleidet. Es kann sich eine unsymmetrische Lastaufteilung ergeben die prinzipiell jedoch kein Problem darstellt da jeder Konverter leistungsmäßig die Last alleine versorgen kann. [3]

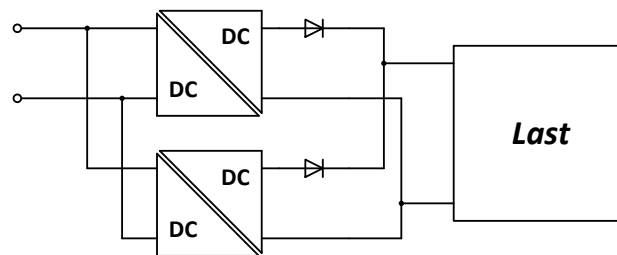


Abbildung 3.5: Zusammenschalten von parallelen DC/DC-Konvertern nach dem Verfahren Diode-OR

Aus EMV-Sicht können durch die Parallelschaltung von DC/DC-Konvertern zusätzliche Probleme bezüglich der Störspektren eingangs- und ausgangsseitig entstehen. Da jeder Schaltregler sein eigenes Störspektrum emittiert, interferieren diese Störungen auf dem gemeinsamen Versorgungsbus. Ein besonderes Problem entsteht wenn zwei Konverter wie bei redundanten Systemen üblich mit annähernd gleichen Schaltfrequenzen arbeiten. In diesem Fall entstehen Schwebungen auf dem Versorgungsbus.

3.4 Ideale Dioden

Zum Zusammenführen redundanter Versorgungsleitungen werden wie zuvor beschrieben Schottky-Dioden verwendet. Ein Problem dabei ist die entstehende Verlustleistung welche sich bei hohen Strömen enorm Ausprägen kann. Aufgrund dieser Problematik haben sich ideale Dioden auf dem Halbleitermarkt etabliert. Abbildung 3.6 zeigt einen Vergleich der Verlustleistungen einer realen Diode und einer idealen Diode, realisiert mit dem LTC4357 Controllerbaustein.

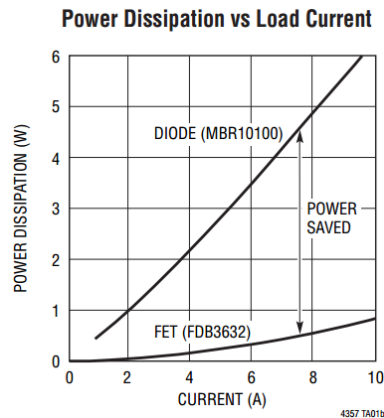


Abbildung 3.6: Vergleich der Verlustleistung einer realen Diode mit einem N-MOSFET und LTC4357 [5]

Ideale Dioden bilden die Funktion echter Dioden mithilfe von MOSFETs und einer Ansteuerelektronik ab. Die MOSFETs sind so geschaltet, dass die interne BW-Diode in Richtung des Stromflusses zeigt wie bei einer realen Diode, siehe Abbildung 3.7. Der Controller-IC schließt über den Spannungsabfall am R_{DSon} des MOSFET auf die Stromrichtung. Wird ein positiver Strom über die BW-Diode erkannt, so wird der MOSFET durchgesteuert. Bei einem negativen Strom wird der MOSFET gesperrt. Es gibt verschiedene Varianten von Dioden-Controllern, hart-schaltende Controller mit Hysterese oder mit sanfter Umschaltung zur Prävention von Oszillationen. Es sind Controller erhältlich deren Funktionalität speziell für redundante Energieverteilungssysteme zum zusammenführen von Zuleitungen entwickelt sind. Für die Leistungsversorgung des SHEFEX III-HNS können diese Dioden eingesetzt werden um die Effizienz der PDU zu steigern. Jedoch müssen diese auf ihre Eignung überprüft werden da der Einsatzort missionskritisch ist.

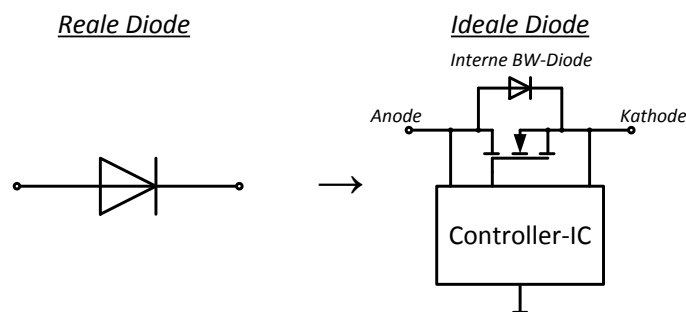


Abbildung 3.7: Prinzipschaltbild einer idealen Diode

4 Hybrides Navigationssystem für das SHEFEX III Flugexperiment

Im Folgenden wird eine Systemübersicht des für SHEFEX III geplanten hybriden Navigationssystems gezeigt. Anschließend wird die Energieanbindung an die zentrale PDU beschrieben.

4.1 HNS-Systemübersicht

Die Systemstruktur des hybriden Navigationssystems für SHEFEX III ist in Abbildung 4.1 dargestellt.

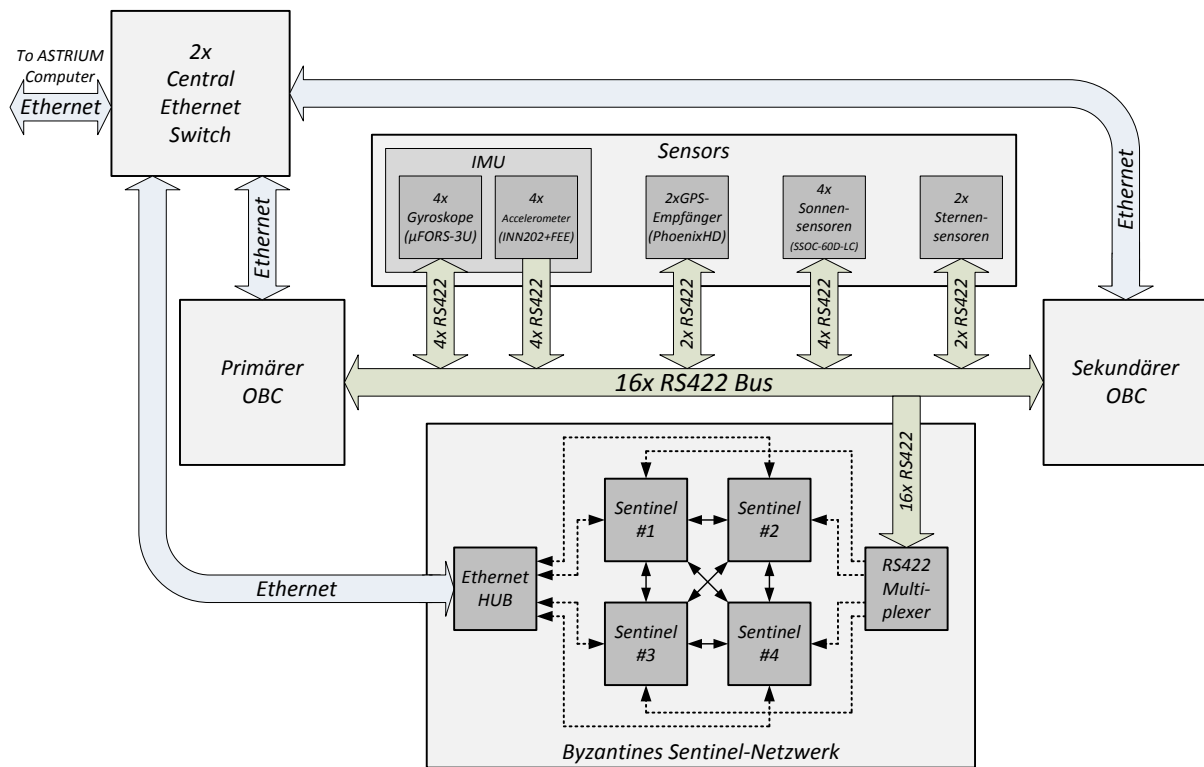


Abbildung 4.1: Systemstruktur des hybriden Navigationssystems für SHEFEX III

Um ein N+1 redundantes System zu Verwirklichen sind im aktuellen Entwurf zwei OBC's vorgesehen. Diese können die Funktionalität des Systems alleine aufrechterhalten. Zur Erkennung von Fehlern im Navigationssystem wurden Sentinels implementiert die zu einem byzantinischen Netzwerk zusammengeschaltet sind. Dieses Netzwerk erhält Telemetrie-Daten der Sensoren und rechnet die Navigationslösungen nach. Im Falle eines Fehlers versucht das byzantinische Sentinel-Netzwerk den Fehlerort zu lokalisieren.

Das Navigationssystem wird per Ethernet-Switch mit dem SHEFEX III-Hauptcomputer vom ASTRIUM verbunden. Die Sensorik setzt sich zusammen aus IMU, GPS-Empfänger, Sonnensensoren sowie Sternensensoren. Innerhalb sämtlicher Gerätegruppen ist die N+1 Redundanz konsequent umgesetzt. Somit gibt es vier Gyroskope, vier Accelerometer, zwei GPS-Empfänger etc.. Zur Übersicht folgt eine Auflistung in Tabelle 4.1.

Typ	Bezeichnung	Energieversorgung	
		Spannung	Leistung
Sensorik	GPS-System (2xPhoenix HD, 3 Antennen)	+5 V	11 W
Sensorik	4x Accelerometer (INN-202 + FEE)	± 15 V	7,2 W
Sensorik	4x Gyroskope (μ FORS-3U)	+5 V	4,4 W typ. 9,2 W max.
Sensorik	4x Sonnensensoren (SSOC-60D-LC)	+5 V	0,25 W
Sensorik	2x Star-Tracker (noch nicht festgelegt)	+5 V oder +28 V	22 W max.
Computer	Primärer Navigationsrechner (Aeroflex Gaisler)	+3,3 V	10 W
Computer	Sekundärer Navigationsrechner (Aeroflex Gaisler)	+3,3 V	10 W
Netzwerkanbindung	Zentraler Ethernet-Switch	+5 V	6 W
Watchdog	Sentinel-Netzwerk (FPGA/MCU-Basis, Eigenentwicklung)	+5 V	18 W

Tabelle 4.1: Übersicht der Systemkomponenten des HNS

Die Sternensensoren sind noch nicht festgelegt. Entweder werden derzeit in Entwicklung befindliche Sternensensoren auf FPGA-Basis aus dem DLR-Projekt SINPLEX eingesetzt oder fertige Sternensensoren ähnlich wie in SHEFEX II. Die Eigenentwicklung würde eine Spannungsebene von 5 V erfordern, während fertige Sternensensoren direkt am 28 V Bus betrieben werden können.

4.2 Energiezuleitungen an das HNS

Das Navigationssystem bekommt von der zentralen PDU vier Zuleitungen mit einer unregulierten Spannung von 28 ± 6 V. Zwei Zuleitungen sind für das Navigationssystem vorgesehen. Das Navigationssystem darf diese in der Summe mit maximal 4 A belasten. Bei Belastung einer Leitung mit mehr als 4 Ampere wird diese sofort über eine rückstellbare Sicherung abgeschaltet. Theoretisch ist es möglich, aus beiden Leitungen jeweils 4 A und somit einen Summenstrom von 8 A zu erhalten. Jedoch darf dies unter keinen Umständen passieren da der erhöhte Energieverbrauch des Systems den Missionsverlauf gefährden würde. Die zweite Leitung dient nur der Redundanz. Das Navigationssystem muss so aufgebaut sein, das es mit nur einer Leitung funktioniert.

+ HNS Leitung Normal: $28 \text{ V} \pm 6 \text{ V}, 4 \text{ A}$

+ HNS Leitung Redundant: $28 \text{ V} \pm 6 \text{ V}, 4 \text{ A}$ (Summenströme beider Leitungen max. 4 A)

Die Sternensensoren bekommen zwei eigene Leitungen bereitgestellt. Diese dürfen in der Summe mit maximal einem Ampere belastet werden. Für diese Zuleitungen gilt dasselbe Prinzip wie für die des Navigationssystems.

+ Star Tracker Leitung Normal: $28 \text{ V} \pm 6 \text{ V}, 1 \text{ A}$

+ Star Tracker Leitung Redundant: $28 \text{ V} \pm 6 \text{ V}, 1 \text{ A}$ (Summenströme beider Leitungen max. 1 A)

Die Werte sind in der Energiebilanz der zentralen Energieverteilung festgelegt. Es ist zu beachten, dass die Zuteilung nicht auf Basis der Leistung, sondern auf Basis des Stromes erfolgt. Wenn während des Missionsverlaufes die Akkumulatorspannung sinkt, so sinkt auch die zur Verfügung stehende Leistung.

5 Untersuchung von Redundanzkonzepten zur hochverfügbaren Leistungsverorgung für das SHEFEX III-Navigationssystem

Dieses Kapitel stellt den Praxisphasenbericht dar und ist nicht Teil der Bachelorthesis.

Im Zuge des 4. Kapitels wurde das Navigationssystem für die SHEFEX III-Mission beschrieben. In diesem Kapitel werden mögliche Systementwürfe und Redundanzkonzepte zur Leistungsverorgung erstellt, analysiert und bewertet. Dazu werden zunächst die benötigten theoretischen Grundlagen zu Ausfallwahrscheinlichkeiten von Systemen erläutert. Anschließend erfolgt auf Grundlage der theoretischen Vorbetrachtungen die Untersuchung von möglichen Redundanzkonzepten für das SHEFEX III-Navigationssystem.

5.1 Theoretische Grundlagen zum Thema Ausfallwahrscheinlichkeit

Die theoretischen Grundlagen zum Thema Zuverlässigkeit und Ausfallwahrscheinlichkeit sind den Werken „Spacecraft Power Systems“ [3], Kapitel 17 von M. R. Patel sowie „Zuverlässigkeitsanalyse und Qualitätssicherung“ [6] von W. Kahle, E. Liebscher entnommen.

Zur Bewertung der Zuverlässigkeit eines Systems hat sich die Angabe λ (Ausfallrate) in FIT (Failure in time) etabliert. Dieser Wert gibt die Anzahl der Ausfälle einer Komponente in 10^9 Stunden Betriebsdauer an.

Dabei folgt die Ausfallrate $\lambda(t)$ bei Halbleiterbauteilen der Badewannenkurve. Zu Beginn der Lebenszeit tritt eine erhöhte Frühausfallrate auf, die sich mit Fertigungsfehlern, bzw. Fehlern bei der Produktion erklären lässt. Während der nachfolgenden typischen Lebenszeit ist die Ausfallrate niedrig und konstant. Gegen Ende der Lebenszeit steigt diese dann zunehmend an.

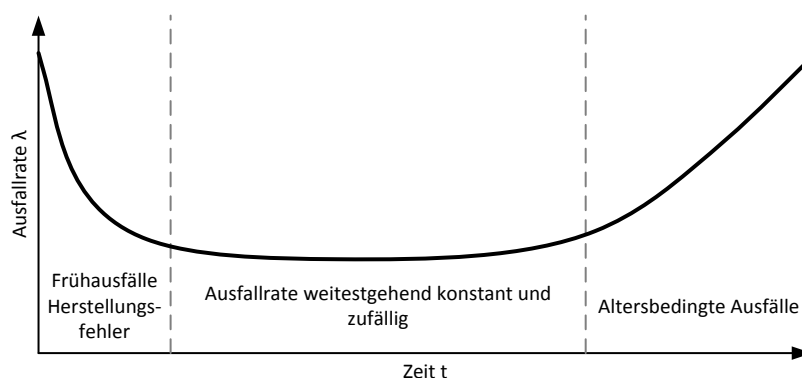


Abbildung 5.1: Typischer Verlauf der Ausfallrate einer Elektronikkomponente

Die Ausfallrate $\lambda(t)$ ist wie in Abbildung 5.1 zu sehen eine Funktion der Zeit, kann jedoch bei Halbleiterelementen als konstant angesehen werden unter der Annahme das die Komponenten eingebrannt worden sind und Ausfälle durch Alterserscheinungen aufgrund der Einsatzdauer keine Rolle spielen[7].

Die Zuverlässigkeit $R(t)$ gibt an, mit welcher Wahrscheinlichkeit eine Komponente mit der Ausfallrate λ zum Zeitpunkt t funktionstüchtig ist. Bei konstanter Ausfallrate folgt die Zuverlässigkeit einer Exponentialverteilung:

$$R(t) = e^{-\lambda \cdot t} \quad (5.1)$$

In diesem Fall verläuft die Zuverlässigkeits- bzw. Ausfallwahrscheinlichkeitsfunktion wie in Abbildung 5.2. MTBF steht für *Mean Time Between Failures*, bzw. mittlere Betriebsdauer zwischen Ausfällen. Bei $t=MTBF$ sind beispielsweise 63 von 100 Systemen wahrscheinlich ausgefallen.

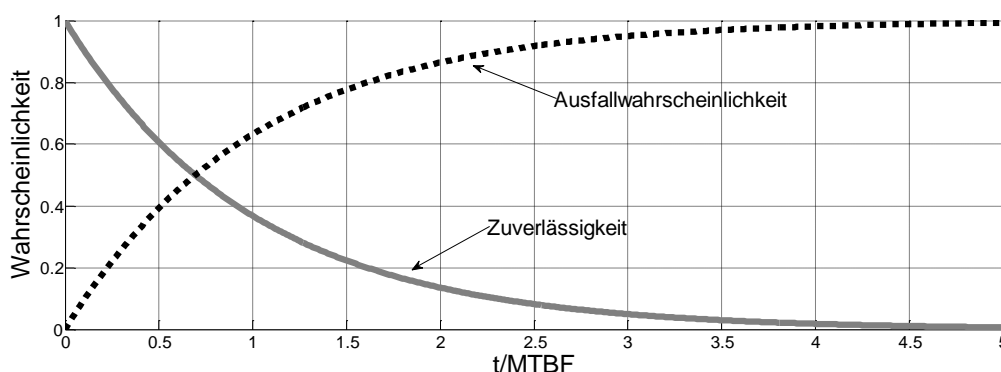


Abbildung 5.2: Zuverlässigkeit, bzw. Ausfallwahrscheinlichkeit eines Systems bei konstanter Ausfallrate

Analog dazu gibt die Ausfallwahrscheinlichkeit $F(t)$ an, mit welcher Wahrscheinlichkeit eine Komponente während seiner Einsatzdauer t ausfällt:

$$F(t) = 1 - R(t) \quad (5.2)$$

Die Dichtefunktion $f(t)$ der Ausfallwahrscheinlichkeit erhält man durch Differentiation der Ausfallwahrscheinlichkeit $F(t)$ nach der Zeit.

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} \quad (5.3)$$

Aus der Dichtefunktion kann der Erwartungswert, bzw. die mittlere Lebensdauer eines Systems berechnet werden. Da bei unbemannten Flugexperimenten wie der SHEFEX III-Mission keine Reparaturmöglichkeit besteht ist nur der MTBF Wert Relevant. Dieser ergibt sich mit folgender Gleichung:

$$MTBF = \int_{-\infty}^{\infty} t \cdot f(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} R(t) dt \quad (5.4)$$

Den Verlauf der Dichtefunktion $f(t)$ für den Fall aus Abbildung 5.2 zeigt Abbildung 5.3.

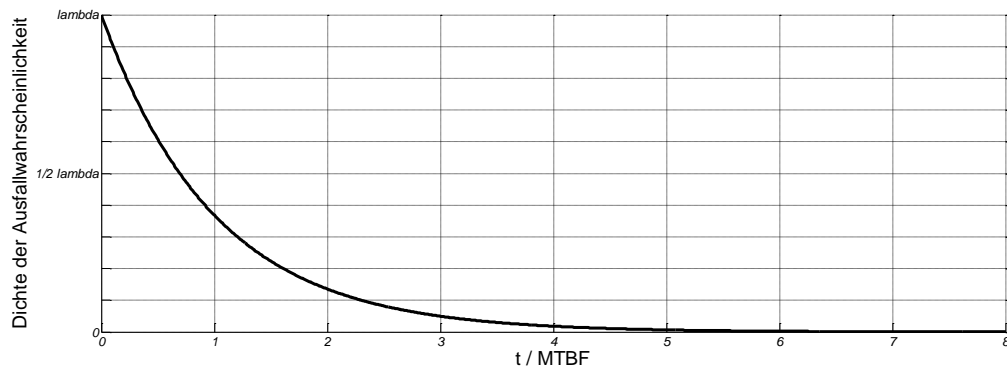


Abbildung 5.3: Dichtefunktion der Ausfallwahrscheinlichkeit bei konstanter Ausfallrate

Als Grundlage für den Erhalt der λ -Angabe für diverse Halbleiterelemente wird üblicherweise das Handbuch MIL-HDBK-217F zurate gezogen.

5.2 Zusammenschaltung von Komponenten

• Serienschaltung von Komponenten

Wenn zwei Komponenten zu einem System zusammengefasst sind, in dem beide Komponenten funktionieren müssen um die Funktionalität zu gewährleisten, so steigt die Wahrscheinlichkeit eines Ausfalls. Hierbei spricht man von einer Serienschaltung der Komponenten im Sinne der Zuverlässigkeit nach Abbildung 5.4.

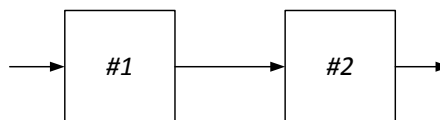


Abbildung 5.4: Serienschaltung von Komponenten

Die Zuverlässigkeit des gesamten Systems ist dann das Produkt der Zuverlässigkeitsfunktionen der beiden einzelnen Komponenten:

$$R_{ges} = R_1 \cdot R_2 \quad (5.5)$$

• Parallelschaltung von Komponenten

Wenn zwei Komponenten wie in Abbildung 5.5 parallel verschaltet sind, so dass nur eine funktionieren muss um die Funktionalität des Gesamtsystems zu gewährleisten, dann sinkt die statistische Ausfallwahrscheinlichkeit des Systems.

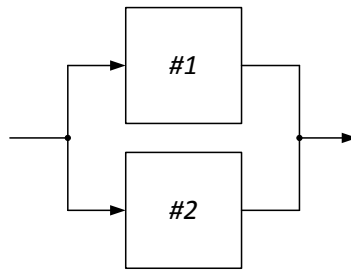


Abbildung 5.5: Parallelschaltung von Komponenten

In diesem Fall werden die Ausfallwahrscheinlichkeiten multipliziert um die Ausfallwahrscheinlichkeit des Gesamtsystems zu erhalten. Die Zuverlässigkeit lautet dann:

$$R_{ges} = 1 - F_1 \cdot F_2 = 1 - (1 - R_1) \cdot (1 - R_2) \quad (5.6)$$

Um ein redundantes System zu erhalten werden gleiche Komponenten parallel geschaltet. Auf den speziellen Fall der Parallelschaltung von gleichen Komponenten wird deshalb an dieser Stelle genauer eingegangen.

- **Redundant aufgebaute k-aus-n Systeme**

In Abbildung 5.5 wird zur Aufrechterhaltung der Gesamtfunktion aus zwei unabhängigen und identischen Komponenten nur eine benötigt. Allgemein spricht man bei Redundanzen von *k-aus-n* Systemen. Das bedeutet aus *n* Systemen müssen *k* laufen um die Funktion aufrecht zu erhalten. Zur Verdeutlichung wird ein System aus 3 Komponenten gezeigt, von denen 2 funktionieren müssen um die Funktionalität aufrecht zu erhalten. Die Modellierung des Systems im Sinne der Zuverlässigkeit zeigt Abbildung 5.6.

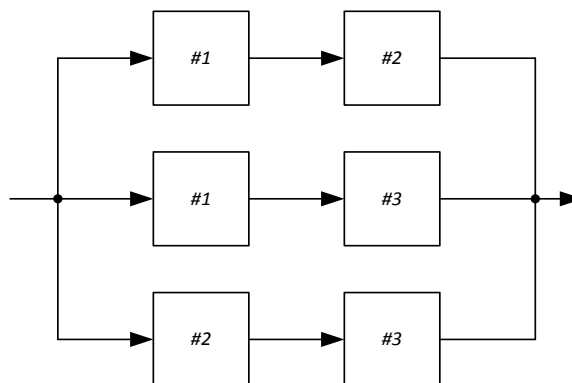


Abbildung 5.6: Modellierung eines 2-aus-3 Systems im Sinne der Zuverlässigkeit

Die Zuverlässigkeit R_{ges} eines derartigen *k-aus-n* Systems mit gleichen Komponenten und der Einzelzuverlässigkeit R_0 kann allgemein über die Binominalverteilung berechnet werden [6]:

$$R_{ges} = \sum_{i=k}^n \binom{n}{i} \cdot R_0^i \cdot (1 - R_0)^{n-i} \quad (5.7)$$

Die mittlere Lebensdauer eines solchen Systems lautet dann [6]:

$$MTBF = \frac{1}{\lambda_0} \cdot \sum_{i=k}^n \frac{1}{i} \quad (5.8)$$

Mit diesen Grundlagen kann eine geeignete Auslegung für ein redundantes System gefunden werden.

- **Redundant aufgebaute n-1 aus n Systeme**

Zuletzt seien noch spezielle Systeme betrachtet, bei denen aus n gleichen Komponenten $n-1$ Komponenten funktionieren müssen um die Gesamtfunktion aufrecht zu erhalten. Dabei ist es egal, welche Komponente ausfällt. Die Modellierung dieses Systems zeigt Abbildung 5.7.

Auf diese Art von System wird eingegangen, weil es - wie in [3] beschrieben wird - denkbar ist, anstatt beispielsweise zwei große DC/DC-Konverter zu benutzen, drei kleinere Konverter zu nehmen von denen dann zwei funktionieren müssten. Dieses Konzept kann in bestimmten Fällen Gewicht und Abmessungen verringern, wäre somit mechanisch günstiger.

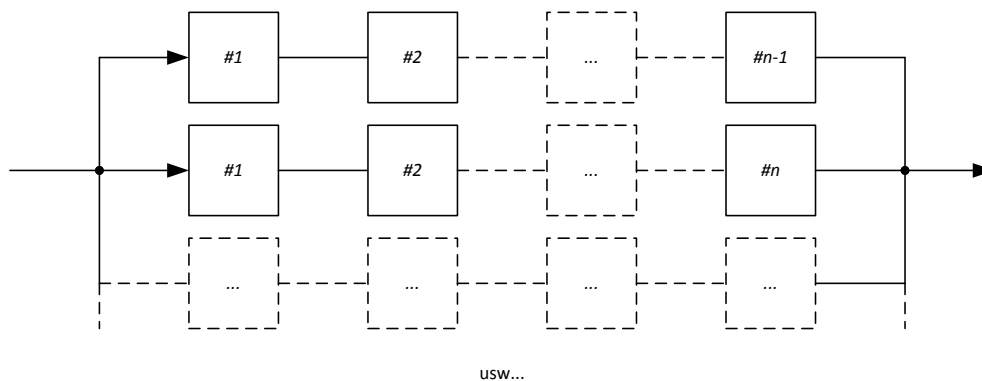


Abbildung 5.7: Modellierung eines n-1 aus n Systems im Sinne der Zuverlässigkeit

In diesem Falle erhält man aus Gleichung (5.7) für die Zuverlässigkeit des Systems bei gleicher Zuverlässigkeit R_0 jeder Einzelkomponente allgemein:

$$R_{ges} = (n - (n - 1) \cdot R_0) \cdot R_0^{n-1} \quad \text{mit } n=\{2,3,4,\dots\} \quad (5.9)$$

Die Funktionsverläufe der Zuverlässigkeit bis hin zu einem 4-aus-5 System können in Abbildung 5.8 betrachtet werden. Hier wird deutlich, dass sich bei einer solchen Konfiguration ein 1-aus-2 System besonders lohnt während alle höheren Systeme nur in der Anfangsphase eine höhere Zuverlässigkeit bieten.

Eine Senkung der erforderlichen k -aus- n Komponenten würde natürlich die Zuverlässigkeit des Systems deutlich erhöhen, also z.B. ein 1-aus-3 System oder ein 2-aus-4 System. Im Falle der DC/DC-

Konverter müssten diese dann jedoch wieder Leistungsmäßig und somit mechanisch deutlich größer ausgelegt werden.

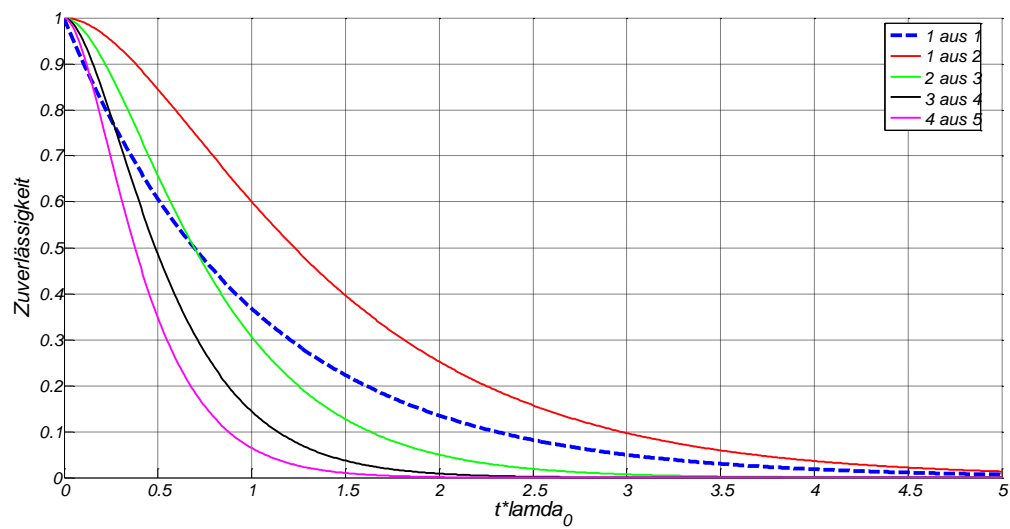


Abbildung 5.8: Zuverlässigkeit in Abhängigkeit der Einsatzzeit bei n-1 aus n Systemen

Mit Hilfe dieser statistischen Betrachtungen werden nun mögliche Redundanzkonzepte für die Energieversorgung des Navigationssystems für das SHEFEX III-Experiment entworfen und bewertet.

5.3 Mögliche Redundanzkonzepte für die Energieversorgung des SHEFEX III-HNS

- **Grundlegendes zum geplanten Systemdesign und zum Redundanzkonzept**

Das HNS erhält zur Energieversorgung wie bereits beschrieben zwei 28 V-Leitungen. Diese müssen nun sinnvoll verwendet werden um die Geräte des Navigationsgeräts möglichst zuverlässig zu versorgen.

Das Navigationssystem enthält missionskritische Komponenten die nicht ausfallen dürfen. Es ist nicht möglich in der Missionszeit einen Rechner neu hochzufahren. Eine ausgefallene IMU ist durch die restliche Sensorik nicht zu ersetzen und hätte Fehler in der Positions- und Lagebestimmung zur Folge. Eine neue Initialisierung der IMU ist während der Mission nicht möglich. Daher muss die Leistungsverorgung für alle Systeme unterbrechungsfrei auch bei einem Fehler gewährleistet sein, deshalb kommt nur ein Redundanzkonzept mit heißer Redundanz in Frage.

Das System soll so gestaltet werden, dass es keinen SPOF (*single point of failure*) gibt, also konsequent N+1 Redundant. Somit wird zunächst festgelegt, dass die beiden 28V-Zuleitungen nicht zusammengeführt, sondern intern als zwei getrennte 28V-Busse weitergeführt werden, siehe Abbildung 5.9, Variante A und C.

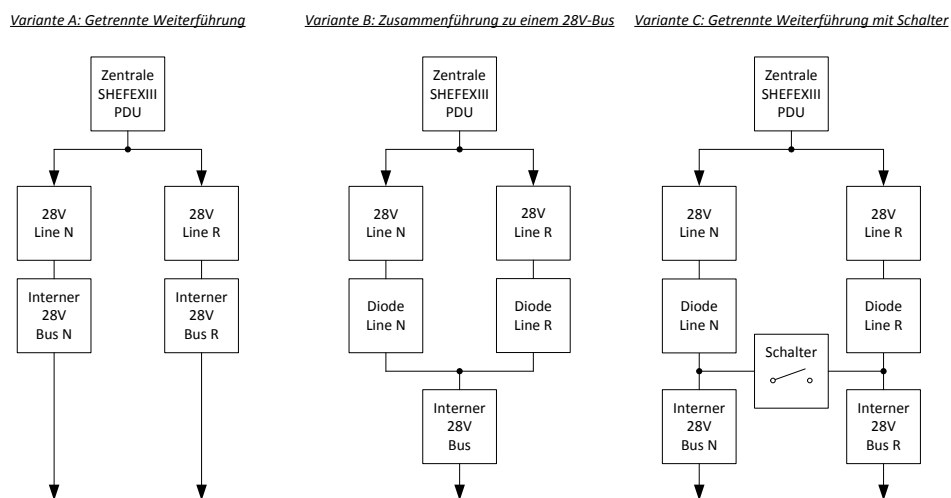


Abbildung 5.9: Mögliche Weiterführung der 28V Zuleitungen

Ebenso bedeutet dies, dass keine Kreuzverbindungen zwischen diesen beiden 28 V-Bussen bestehen sollten (Variante C). Es wäre zwar praktisch, beim Ausfall der ersten Zuleitung die vorhandenen Komponenten mit der zweiten Zuleitung zu versorgen, jedoch ist der Grund des Ausfalls der ersten Zuleitung unbekannt. Wird die zweite Zuleitung dann auf den ersten Bus geschaltet und liegt ein Fehler auf diesem Bus vor, dann könnte dies in einem Totalausfall enden. Ebenso würde die Handhabung solcher Kreuzverbindungen durch Kontrolleinrichtungen deutlich mehr Aufwand erfordern.

Zur Spannungswandlung werden DC/DC-Konverter verwendet. Vor jeden DC/DC-Konverter müssen ein Schalter sowie eine Sicherung geschaltet sein damit der Bus vor Fehlern geschützt wird. Parallele

DC/DC-Konverter können sekundärseitig mit Dioden zusammengeführt werden. Es gibt auch die Möglichkeit, DC/DC-Konverter in einem „active current sharing“ Verfahren zu betreiben um eine möglichst symmetrische Stromaufteilung zu erhalten. Bei redundanten Systemen, die komplett getrennt voneinander arbeiten sollen, ist dies jedoch nicht empfehlenswert.

Jede Gerätegruppe kann über zwei DC/DC-Wandler versorgt werden. Einen über den 28 V-Bus-N und einen über den 28 V-Bus-R, siehe Abbildung 5.10, Variante C. Damit wäre das Gerät bis zu den Dioden über zwei komplett getrennte Pfade versorgbar.

Alternativ wird noch eine zweite Variante vorgeschlagen wie bei dieser Architektur nur ein Konverter verwendet werden kann. Es erscheint dann sinnvoll, zwei Schalter wie in Variante B vor die Dioden zu platzieren. Sollte z.B. eine Diode einen Kurzschluss erleiden, wären die beiden 28 V-Busse sonst nicht mehr zu trennen.

Variante D zeigt eine weitere Möglichkeit zur Steigerung der Zuverlässigkeit des Systems. Diese Variante ist jedoch zu groß für den Einsatzzweck. Der Vorteil dieser Variante ist, dass bei Ausfall einer Zuleitung weiterhin redundante DC/DC-Konverter zur Verfügung stehen.

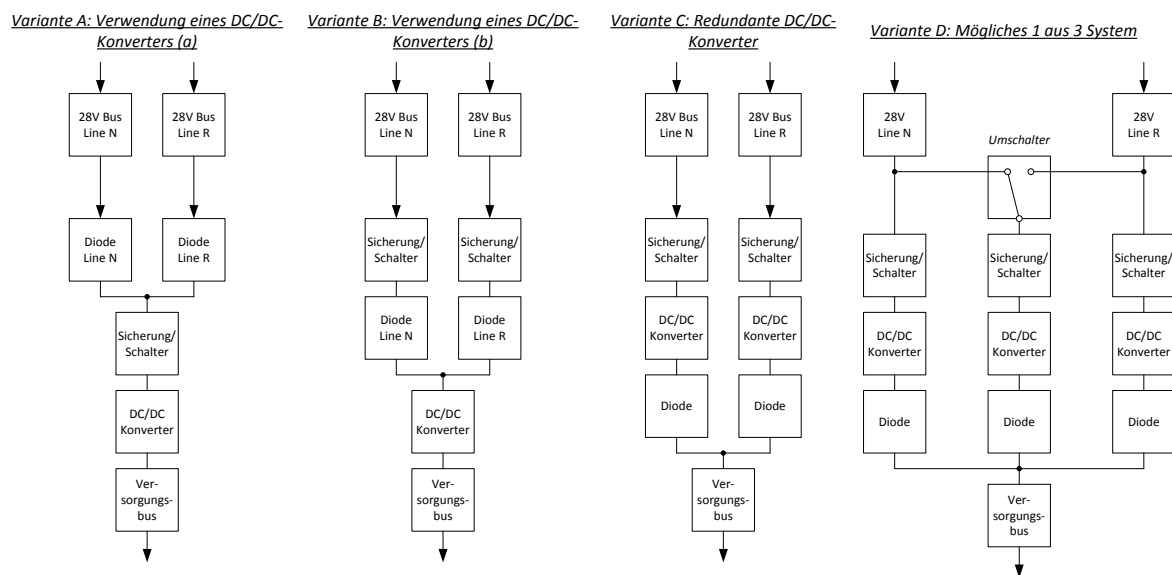


Abbildung 5.10: Mögliche Energieversorgung der Geräte über DC/DC-Konverter

Es wurde erwähnt, dass es keinen SPOF im System geben soll. Dies ist jedoch zwangsläufig sekundärseitig nach den Dioden der Fall. Ab dieser Stelle gibt es nur noch einen Versorgungsbus der an die Geräte geführt wird. Deshalb muss dieser Versorgungsbus beim Entwurf mit besonderer Sorgfalt betrachtet werden.

Nachfolgend noch eine Zusammenfassung der Spannungsebenen der Komponenten, da die Systemarchitektur ebenfalls davon abhängt. Anhand der Spannungsebenen ist ersichtlich, welche Gerätegruppen auf jedenfall getrennt betrieben werden müssen.

- *+3,3 V Ebene:* -Primärer OBC
 -Zusätzlicher OBC

- *+5 V Ebene:* -Gyroskope
 -GPS-Empfänger
 -Sonnensensoren (Extern sitzend, versorgt über HNS-PDU)
 -Zentraler Ethernet-Switch
 -Byzantinisches Sentinel-Netzwerk

- *±15 V Ebene:* -Accelerometer

- *(+28 V/+5 V):* -Star Tracker (Extern sitzend, besitzen eigene Energiezuleitung)

Mit diesen grundlegenden Planungen muss jetzt abgewogen werden wie die Struktur der Energieversorgung aufgebaut sein könnte. Grundsätzlich kann das System modular strukturiert werden, so dass jede Gerätegruppe seine eigene Spannungsversorgung besitzt, oder man kann die Spannungsebenen zusammenfassen. Beides hätte Vor- und Nachteile wie nun erläutert wird.

- **Modular nach Gerätegruppen strukturierter Systemaufbau der HNS-PDU**

Zunächst wird auf einen modular nach Gerätegruppen strukturierten Systemaufbau eingegangen. Ein solcher Aufbau würde den Wunsch erfüllen, die Geräte des HNS-System leicht austauschbar zu machen. So ließen sich Sensoren durch andere Fabrikate ersetzen, auch wenn diese eine andere Spannungsebene oder andere Leistungsvorgaben besitzen. Weiterhin betrachtet wären die Gerätekomponenten voneinander getrennt und unabhängig, so dass bei einem Ausfall andere Gruppen nicht betroffen sind.

Der Aufbau des Systems ist in Abbildung 5.11 zu finden und wird im Folgenden diskutiert.

Zunächst fällt der enorme Hardwarebedarf dieses Konzeptes auf. Es wären 16 parallele Pfade erforderlich, somit auch 16 DC/DC-Konverter. Die Zuverlässigkeit steigert sich aufgrund der vielen Hardware jedoch nicht unbedingt, sondern verringert sich teils sogar, dies wird diskutiert nachdem die zweite mögliche Variante vorgestellt wurde.

Vorteilig ist die Eigenschaft, dass sich schwere Fehler in der Energiezuleitung eines Systems nicht in anderen Systemen bemerkbar machen. Gerätegruppen lassen sich im Notfall komplett inklusive DC/DC-Konverter abschalten oder rücksetzen. Ein schwerer Fehler kann den Ausfall einer kompletten Gerätegruppe hervorrufen, handelt es sich dabei um eine Missionskritische Gerätegruppe, so hat man keinerlei Vorteile aus diesem Konzept.

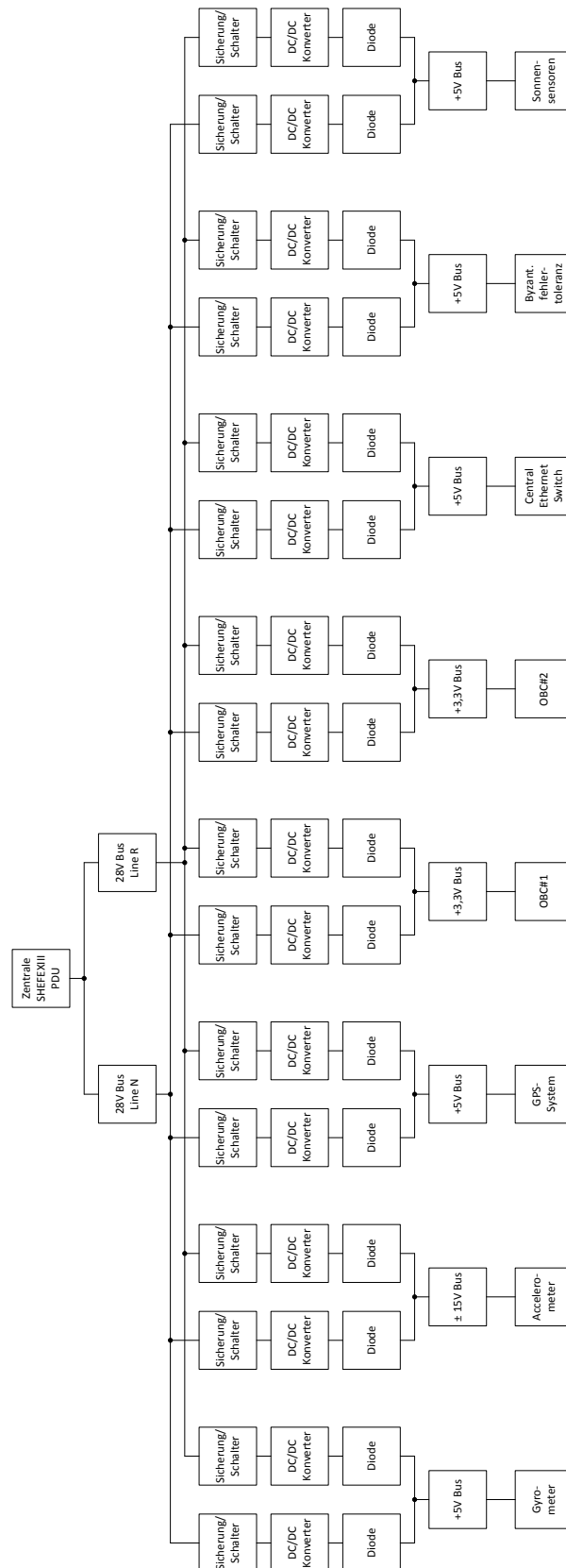


Abbildung 5.11: Nach Gerätegruppen aufgebaute und N+1 redundante Leistungsverorgungseinheit für das SHEFEXIII HNS

• Nach Spannungsebenen strukturierter Systemaufbau der HNS-PDU

Eine einfachere Möglichkeit des Systemaufbaus ist es, diesen nach Spannungsebenen zu strukturieren. Somit gibt es für jede Spannungsebene zwei Power-Pfade, siehe Abbildung 5.12.

Das Design resultiert in deutlich weniger Hardwarekomponenten. Es lassen sich mit den Schalterelementen jedoch nur noch die Spannungsebenen schalten. Somit müssten sekundärseitig ebenfalls Schalter vorgesehen werden um Geräte zu schalten während beim modularen Design Schalterelemente primärseitig ausreichen.

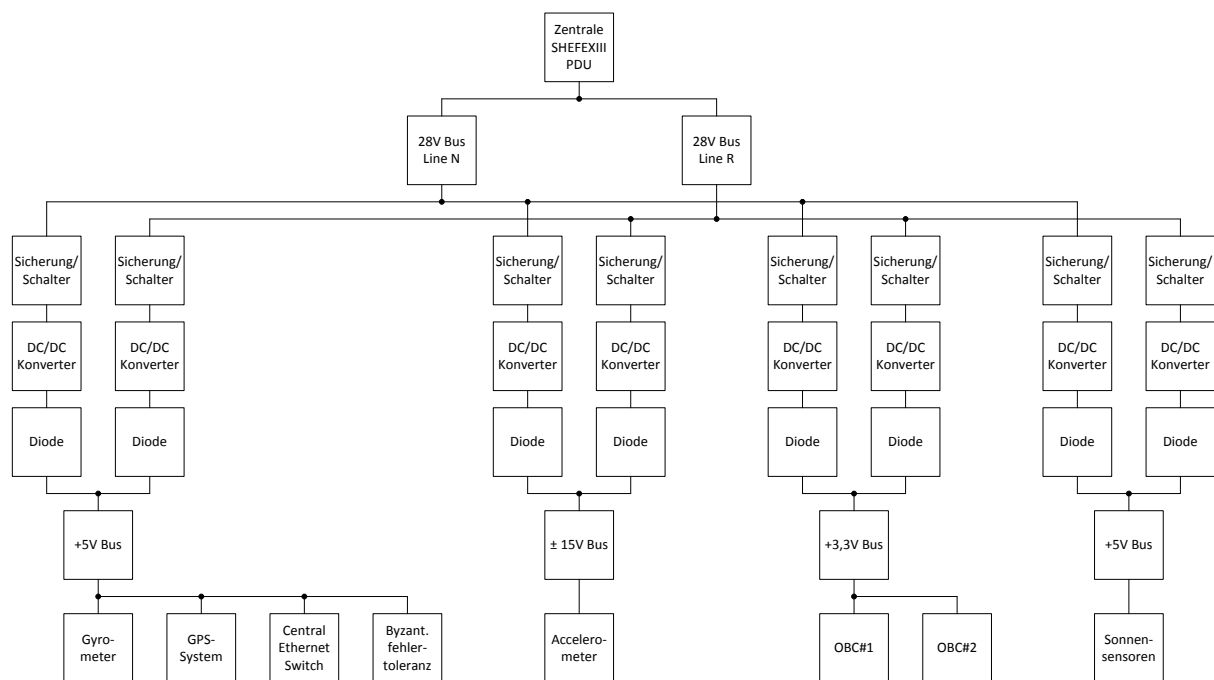


Abbildung 5.12: Nach Spannungsebenen aufgebaute N+1 redundante Leistungsverorgungseinheit für das SHEFEXIII HNS

Nachteilig bei einer solchen Lösung ist die Tatsache, dass das System in der Gesamtheit nicht mehr Verfügbar ist wenn ein Fehler z.B. auf dem +5V-Bus vorliegt. Die Kommunikation über den Ethernet-Switch wäre unterbrochen und wichtige Sensoren wären in der Gesamtheit inaktiv.

• Vergleich der Redundanzkonzepte

In diesem Abschnitt werden die erstellten Systemdesigns nach der *Methode des Zustandsraumes* aus dem Werk „Zuverlässigkeit von Geräten und Systemen“ vom Autor A. Birolini [7] im Sinne der Ausfallwahrscheinlichkeit miteinander verglichen.

Die meisten der HNS-Komponenten sind missionskritisch und müssen gemeinsam funktionieren, daher entsteht im Sinne der Zuverlässigkeit eine Reihenschaltung dieser Komponenten. Zur

Verdeutlichung wird zunächst das GPS-System sowie die Gyroskope einmal getrennt versorgt, und einmal über einen gemeinsamem +5 V Bus. Beide Systeme müssen funktionsfähig bleiben um die Mission erfolgreich zu beenden. Zum Vergleich wird ebenfalls ein nichtredundantes System hinzugezogen. Den Aufbau der Systeme zeigt Abbildung 5.13 in den drei Varianten.

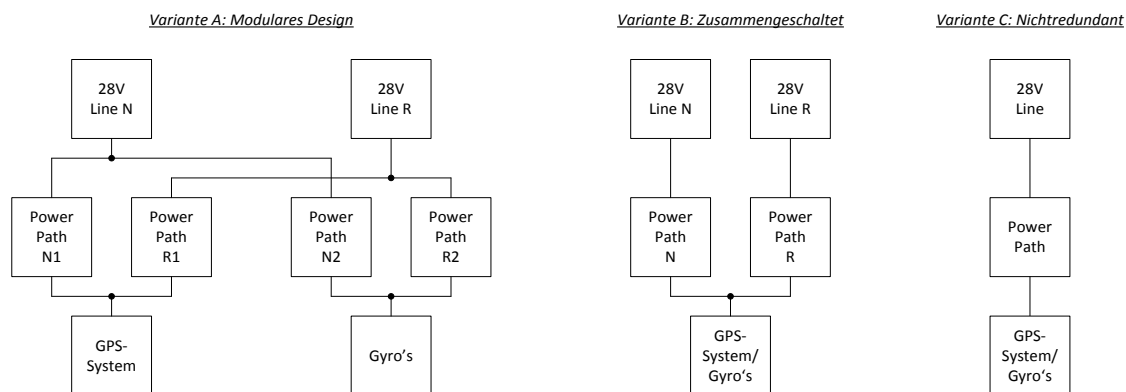


Abbildung 5.13: Drei mögliche Varianten zur Energieversorgung der Gyrometer und des GPS-Systems

Diese drei Varianten werden im Sinne der Ausfallwahrscheinlichkeit vereinfacht nach der *Methode des Zustandsraumes* [7] miteinander verglichen. Die Power-Pfade haben die Zuverlässigkeit R_p , die Zuleitungen haben die Zuverlässigkeit R_L . Die Zuverlässigkeiten der Sensoren und SHEFEX III-PDU werden nachfolgend nicht beachtet.

Abbildung 5.14 zeigt die möglichen Funktionspfade für Schaltungsmöglichkeit A unter Annahme statistischer Unabhängigkeit aller Komponenten.

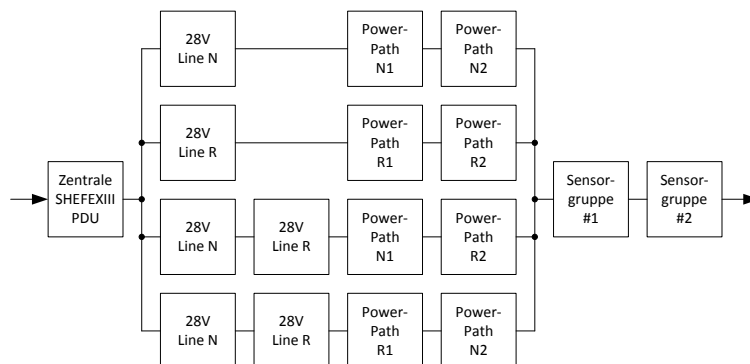


Abbildung 5.14: Modellierung des Systems nach Variante A im Sinne der Zuverlässigkeit

Unter Verwendung der vorgestellten Gleichungen beträgt die Zuverlässigkeit unter Vernachlässigung der Sensoren und der SHEFEX III-PDU für sämtliche kombinatorische Möglichkeiten unter Annahme statistischer Unabhängigkeit der Systeme zusammengefasst:

$$R_A = 1 - (1 - R_L \cdot R_p^2)^2 (1 - R_L^2 \cdot R_p^2)^2$$

Abbildung 5.15 zeigt die möglichen Pfade für Variante B.

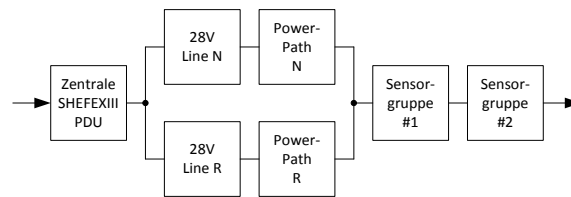


Abbildung 5.15: Modellierung des Systems nach Variante B im Sinne der Zuverlässigkeit

Die Zuverlässigkeit beträgt: $R_B = 1 - (1 - R_L \cdot R_P)^2$

Den möglichen Pfad für Variante C zeigt Abbildung 5.16.

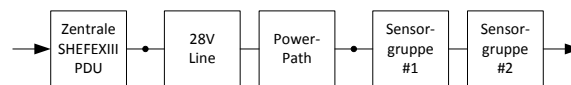


Abbildung 5.16: Modellierung des Systems nach Variante C im Sinne der Zuverlässigkeit

Die Zuverlässigkeit lautet: $R_C = (R_L \cdot R_P)$

Zum Vergleich werden die Funktionen geplottet unter Annahme einer konstanten Ausfallrate λ_0 der Zuleitungen, sowie $500 \cdot \lambda_0$ der Power-Pfade. Dies ist eine grobe Abschätzung, soll jedoch einen Eindruck davon vermitteln wie sich die drei Varianten in Relation zueinander verhalten. Es wird die Wahrscheinlichkeit dargestellt, dass die +5V-Versorgungsspannung verfügbar ist, siehe Abbildung 5.17.

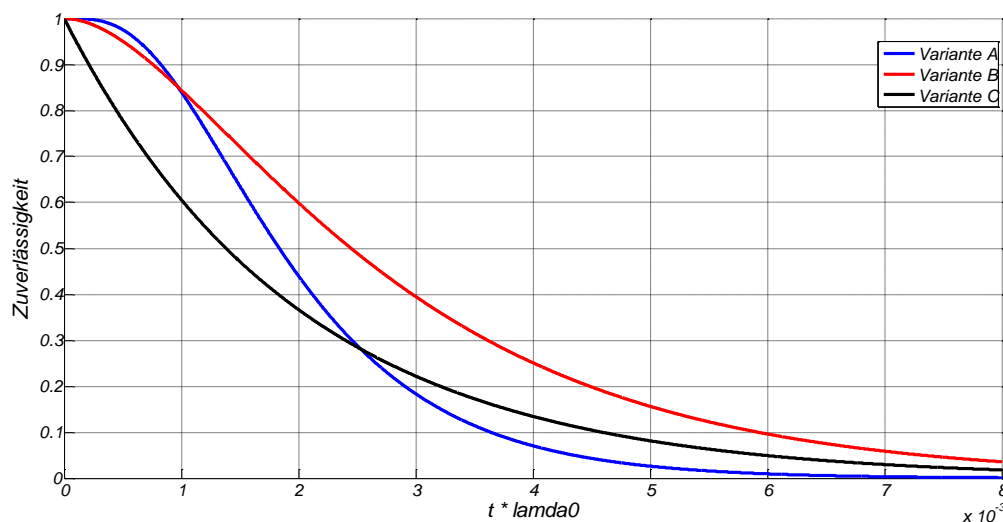


Abbildung 5.17: Vergleich der Zuverlässigkeit der +5V Energieversorgung für zwei Geräte aus Schaltungsvariante A, B sowie C

Es ist ersichtlich, dass das nach Gerätegruppen sortierte Design A bei kurzen Missionsdauern zuverlässiger ist. Bei ganz kurzen Missionsdauern sind A und B nahezu gleichwertig. Bei längerfristigen Zeiträumen ist die Ausfallwahrscheinlichkeit des Systems A höher im Vergleich zu B und C.

Zum finalen Vergleich werden nun mit dieser vereinfachten Methode die beiden Gesamtsysteme aus Abbildung 5.11 und Abbildung 5.12 verglichen. Zusätzlich wird zum Vergleich eine nichtredundante Versorgung für alle Spannungsebenen, ähnlich wie in C dargestellt, ebenfalls kalkuliert. In dieser Kalkulation wird vereinfacht angenommen dass alle Power-Pfade die gleiche Ausfallrate besitzen. In der Realität haben unterschiedliche Konverter auch immer unterschiedliche Ausfallraten. Diese Kalkulation soll wie bereits erwähnt nur die Relationen der Konzepte zueinander aufzeigen.

Die Berechnung erfolgte aufgrund ihrer Komplexität in MATLAB. Nachfolgend wird das Ergebnis bewertet. Die berechneten Funktionsverläufe sind in Abbildung 5.18 abgebildet. Es wird die Wahrscheinlichkeit dargestellt, dass sämtliche Versorgungsspannungen verfügbar sind.

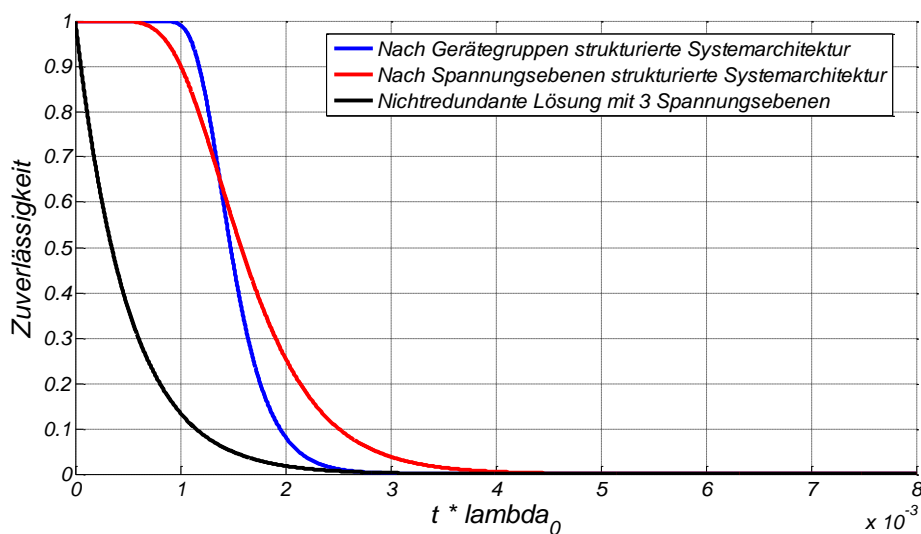


Abbildung 5.18: Vergleich der Zuverlässigkeiten der gesamten Energieversorgung

Hier wird die hohe Zuverlässigkeit der beiden Redundanzkonzepte im direkten Vergleich zu einer nichtredundanten Lösung deutlich. Das nach Gerätegruppen entworfene System bietet länger eine sehr hohe Zuverlässigkeit, aufgrund der vielen Hardwarekomponenten sinkt diese dann jedoch ab einem gewissen Zeitpunkt rapide. Bei kurzen Missionsdauern lohnt sich der erhöhte Hardwareaufwand nicht.

Eine hervorzuhebende Eigenschaft des Konzeptes nach A ist jedoch, dass die im Diagramm dargestellte Zuverlässigkeit voraussagt, dass alle Spannungsebenen in der Gesamtheit noch funktionieren. Jedoch könnten einzelne Gerätegruppen noch funktionsfähig sein um zumindest beschränkt die Gesamtfunktionalität des Navigationssystems aufrecht zu erhalten. Bei dem Konzept nach Spannungsebenen sortiert wären alle Geräte einer Spannungsebene gemeinsam nicht mehr funktionstüchtig.

• Abschließende Betrachtung

Aus den Analysen geht hervor, dass sich für die SHEFEX III-Mission zur Versorgung des HNS-Systems ein minimal (N+1)-redundantes System nach Spannungsebenen sortiert anbietet. Ein höherer Hardwareaufwand bringt keinerlei Vorteile mit sich. Somit sollte grundsätzlich jede Spannungsebene für alle entsprechenden Geräte über zwei Konverter bereitgestellt werden.

Zwei Ausnahmen werden jedoch getroffen:

- a) Nach Rücksprache mit der Projektleitung sollen die beiden OBC's aufgrund der hohen Priorität getrennt versorgt werden.
- b) Aus Gründen der EMV sollten die Sensorgruppen von den digitalen Komponenten getrennt versorgt werden, um Störung über den Versorgungsbus zu unterbinden.

Zum Abschluss wurden Vor- und Nachteile beider Konzepte in Tabelle 5.1 und Tabelle 5.2 zusammengetragen.

Konzept: Modulare Systemarchitektur, sortiert nach Gerätegruppen (Abbildung 5.11)	
<i>Vorteile</i>	<i>Nachteile</i>
Modulares eindeutiges Konzept, leicht erweiterbar und leicht veränderbar. Gerätegruppen könnten samt Konverter gegen andere Modelle ersetzt werden.	Hoher Hardwareaufwand aufgrund der Anzahl an DC/DC-Konvertern, EMI-Filter müssten in einer Vielzahl vorgesehen werden.
Schalthandlungen müssten nur primärseitig getätigt werden, sekundärseitig sind keine Schalter notwendig	Teuer (Die Konverter sind mitunter die teuersten Komponenten)
Höhere Zuverlässigkeit	
Kleine DC/DC-Konverter bedeuten geringere Hotspots über eine größere Fläche verteilt	

Tabelle 5.1: Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile einer modularen nach Gerätegruppen strukturierten Architektur

Konzept: Nach Spannungsebenen sortierte Systemarchitektur (Abbildung 5.12)	
<i>Vorteile</i>	<i>Nachteile</i>
Weniger DC/DC-Konverter erforderlich, weniger EMI-Filter erforderlich	Größere Spannungskonverter erforderlich, führt zu größeren Hotspots
Deutlich geringere Kosten	Geräte sekundär schaltbar, während DC/DC-Konverter primärseitig geschaltet werden müssten, führt zu komplizierterem Handling
Bei kurzen Einsatzzeiten wie der SHEFEX III-Mission ist die Zuverlässigkeit gleich wie beim modularen Konzept.	Komponenten können durch andere Fabrikate nur unter der Voraussetzung getauscht werden, dass dieselbe Spannungsebene und ähnliche Leistungsangaben bestehen.

Tabelle 5.2: Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile einer nach Spannungsebenen strukturierten Architektur

6 Erstellung eines Referenzdesigns für die HNS-PDU

Im vorherigen Kapitel wurden mögliche Redundanzkonzepte untersucht und hinsichtlich statistischer Ausfallwahrscheinlichkeiten verglichen. In diesem Kapitel soll nun ein Referenzdesign einer Leistungsversorgung für die HNS-PDU erstellt werden, um eine Vorlage für ein finales Design bereitzustellen.

6.1 Festlegung der Funktionen

Zu Beginn der Planungsphase wurde eine Liste mit möglichen Funktionalitäten der PDU erstellt und mit der Projektleitung besprochen. Die Funktionen, sowie die Erfordernis dieser Funktionen für die PDU sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst.

<i>Thema</i>	<i>Funktion</i>	<i>Implementierung</i>
<i>Schalthandlungen</i>	Gerätegruppen schaltbar	Erforderlich
	Geräte einzeln schaltbar	Ist bei einigen Geräten erforderlich
<i>Sicherungen</i>	Rückstellbare Sicherungen und/oder mechanische Sicherungen	Elektronische manuell rückstellbare Sicherungen erforderlich
<i>Monitoring</i>	Spannungen überwachen bzw. messen	Wünschenswert, jedoch für sämtliche Spannungsebenen aufgrund des Aufwandes wahrscheinlich nicht komplett umsetzbar. Es sollen aber auf jeden Fall die Spannungen der Hauptzuleitungen für die Statistik erfasst werden.
	Ströme überwachen bzw. messen	Die Hauptleitungen sollen auf jeden Fall für die Statistik erfasst werden. Es ist wünschenswert wenn die Ströme der Gerätegruppen oder einzelner Geräte ebenfalls messbar gemacht werden können.
	Thermische Überwachung	Vorerst nicht für die PDU geplant
<i>Steuerung</i>	Soll die Steuerung und Datenrückmeldung direkt über die OBCs oder einen eigenen PDU-Controller getätigt werden?	Die Steuerung der PDU soll über einen eigenen Controller erfolgen

Tabelle 6.1: Zusammenstellung der gewünschten Funktionalitäten der PDU

Die PDU muss somit eine digitale Schnittstelle zu den OBC's beinhalten. Die Bedienung der PDU erfolgt per PDU-Controller. Dieser sorgt für die Kommunikation mit den Computern und führt die Schalthandlungen auf Befehl durch. Ebenso überwacht dieser Controller das System und überliefert die Telemetriedaten an die OBC's.

6.2 Aufstellung der Energiebilanz

Die Energiebilanz des HNS wird nun aus den Spezifikationen der Systemkomponenten erstellt. Der Energiebedarf ist in den nachfolgenden Tabellen zusammengetragen. In Tabelle 6.2 sind die Sensoren des HNS mit Ausnahme der Star Tracker dargestellt, da diese separat versorgt werden. Tabelle 6.3 stellt den Leistungsbedarf der Computer sowie des Ethernet-Switches dar, davon getrennt zeigt Tabelle 6.4 den Leistungsbedarf des byzantinischen Sentinel Netzwerks.

Sensoren							
Typ	Bezeichnung	Anzahl	Spannung (V)	Stromaufnahme (A)		Leistung (W) (einzeln)	Gesamtleistung (W)
			typ	typ	max	typ	typ
GPS**	Phoenix HD	2	5,0	0,560	-	2,80	5,6
GPS**	Service Board	2	5,0	0,200	-	1,00	2
GPS**	Switch	1	5,0	0,600	-	3,00	3
GPS**	LNA	3	5,0	0,020	0,025	0,10	0,3
Accelerometer*	INN-202	4	±15	0,016/0,016	-	0,48	1,92
Accelerometer***	Sensor-Board	4	±15	0,06/0,02	-	1,20	4,8
Gyroskope*	μFORS-3U	4	5,0	0,220	0,460	1,10 (max. 2,30)	4,4 (max. 9,2)
Sun-Sensor*	SSOC-D60-LC	4	5,0	0,012	-	0,06	0,24
							27,1

Tabelle 6.2: Zusammenstellung des Energiebedarfs der Sensorik

Computer						
Typ	Anzahl	Spannung (V)	Stromaufnahme (A)		Leistung (W) (einzeln)	Gesamtleistung (W)
		typ	typ	max	typ	typ
Primary OBC****	1	3,3	-	-	10,0	10,0
Auxiliary OBC****	1	3,3	-	-	10,0	10,0
Ethernet Switch***	2	5	0,6	-	3,0	6,0
						26,0

Tabelle 6.3: Zusammenstellung des Energiebedarfs der OBC's sowie des Ethernet-Switch

Byzantinisches Sentinel Netzwerk						
Typ	Anzahl	Spannung (V)	Stromaufnahme (A)		Leistung (W) (einzeln)	Gesamtleistung (W)
		typ	typ	max	typ	typ
Sentinel***	4	5	0,5	-	2,5	10,0
Ethenet Hub***	1	5	0,6	-	3	3,0
RS422-Multiplexer***	1	5	1	-	5	5,0
						18,0

Tabelle 6.4: Zusammenstellung des Energiebedarfs des byzantinischen Sentinel Netzwerk

* Datenblattangaben [8], [9], [10] (Bei den Gyroskopen wird die Maximalleistung in die Energiebilanz übernommen)

** Daten stammen aus SHEFEX II [11], das GPS System wird derzeit noch komplett überarbeitet

*** Vorläufige Angaben [12], Gerät befindet sich noch in der Entwicklung

**** Vorläufige Angaben von Gaisler AEROFLEX

In der Summe ergibt sich eine durchschnittliche Leistungsaufnahme von: $71,1\text{ W}$. Zur Versorgung des Navigationssystems steht vom Hauptversorgungsbus eine Spannung von $28 \pm 6\text{ V}$ zur Verfügung die mit maximal 4 A belastet werden darf. In Abhängigkeit der Versorgungsspannung stehen somit zur Verfügung:

- Bei 22 V : 88 W
- Bei 34 V : 136 W

Zu der durchschnittlichen Leistungsaufnahme der Komponenten muss noch die Verlustleistung der HNS-PDU einkalkuliert werden. Unter Annahme der Verwendung von isolierten DC/DC-Wandlern sowie unter Berücksichtigung des Leistungsbedarfs der Schalter-, Steuer- sowie Monitoringkomponenten mit redundanter Systemauslegung ist ein Wirkungsgrad von etwa 60% bis 75% als realistisch anzusehen. Abbildung 6.1 zeigt die Leistungsaufnahme des HNS in Abhängigkeit des Wirkungsgrades bei einem Leistungsbedarf von $71,1\text{ W}$.

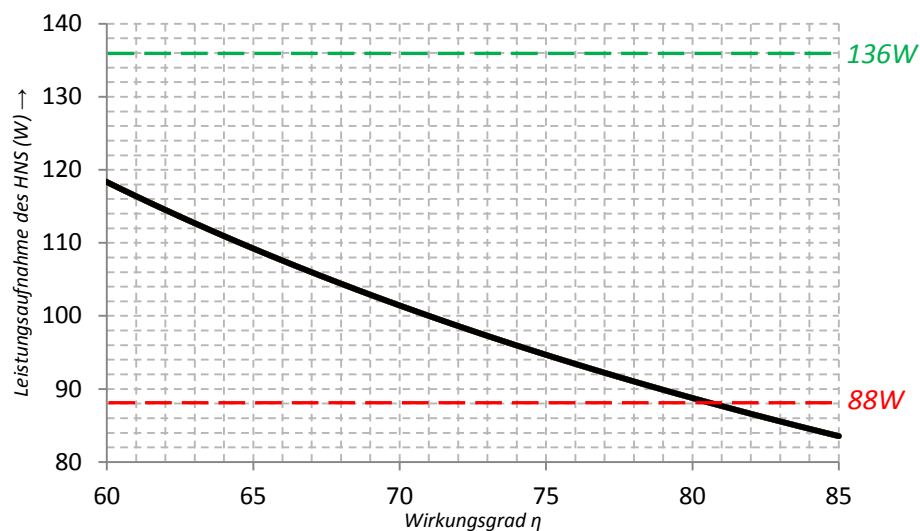


Abbildung 6.1: Leistungsaufnahme des Navigationssystems in Abhängigkeit des PDU-Wirkungsgrads bei einem Leistungsbedarf von $71,1\text{ W}$

Bei Betrachtung der Diagramme wird deutlich, dass das System unter diesen Gegebenheiten gegen Ende der Mission einen Wirkungsgrad von mindestens 80% aufweisen muss um ohne jegliche Marge noch lauffähig zu bleiben. Es wird aus Richtung der Entwicklungsabteilung der zentralen PDU empfohlen eine Marge von 20% auf den Normalverbrauch einzukalkulieren. Die Tatsache, dass die Energieversorgung des Navigationssystems nicht leistungsbegrenzt, sondern strombegrenzt ist, erzeugt die Situation, dass zu Beginn der Mission eine große Marge unter Einhaltung des zugeteilten Stromes zur Verfügung steht während gegen Ende der Mission redundante Systeme abgeschaltet werden müssten um diese Marge einzuhalten.

Es ist empfehlenswert, eine Kalkulation mit der geringsten zur Verfügung stehenden Leistung durchzuführen und anhand dieses Wertes die Forderungen des Navigationsgerätes an die Energieversorgung neu zu definieren. Eine Prognose des zu erwartenden Wirkungsgrads und somit gesamten Leistungsbedarfs wird in diesem Kapitel nach Erstellen des Systemdesigns getätigt.

6.3 Festlegung der Massearchitektur

Zur Minimierung von EMV Problemen wird besonderes Augenmerk auf die Massearchitektur geworfen. Eine schlechte Massearchitektur kann zu Systemstörungen, Störungen von Sensoren bis hin zu Totalausfällen führen. Daher wird eine grundsätzliche Massearchitektur festgelegt. Die Massearchitektur für SHEFEX III soll nach den Vorschlägen des Handbuches NASA-HDBK-4001 [13] gestaltet werden. Die wichtigsten Eigenschaften dieses Designs werden kurz beschrieben:

Die Architektur ist so gestaltet, dass keine Ströme über die Struktur (bzw. das Chassis) fließen können und keine Masseschleifen entstehen können, gleichzeitig für eine gute elektromagnetische Schirmung der Systeme das Chassis direkt mit der internen Masse (0 V Leitung) verbunden ist.

Zusammenfassend die wichtigsten Punkte aus dem NASA-HBNK-4001[13]:

- Primärseitig ist die Masseleitung der Batterie an einem Punkt über einen $5\text{ k}\Omega$ Widerstand mit der Struktur verbunden. Der Widerstand dient als Strombegrenzung im Fehlerfall; z.B. falls die Struktur 28V-Potential annehmen sollte. In einem solchen Fall ergibt sich ein maximaler Fehlerstrom über die Batterie von $34\text{ V}/5\text{ k}\Omega = 6,8\text{ mA}$. Eine zweite niederohmige Anbindung der primärseitigen Masse zur Struktur wäre möglich über eine Schmelzsicherung, diese brennt im Fehlerfall durch; ab diesem Zeitpunkt wäre dann noch die Verbindung über den Widerstand gegeben. Jedoch wird im SHEFEX Projekt einzig ein Widerstand zur Kontaktierung mit der Struktur verwendet. Primärseitig darf keine weitere Verbindung zur Struktur bestehen (Das gilt vor allem für sämtliche Subsysteme).
- Die Gerätegruppen (Subsysteme) werden galvanisch komplett ($> 1\text{ M}\Omega$ DC) von der Primärseite getrennt. Dies wird erreicht durch die Verwendung von isolierten DC/DC-Wandlern. Sekundärseitig ist die Masse an einem Punkt direkt mit der Struktur verbunden (am besten in der Nähe des isolierten DC/DC-Wandlers).
- Zusammenhängende Gerätegruppen können so gestaltet werden dass mit einer gemeinsamen Masseebene gearbeitet wird. Diese Gerätegruppe ist weiterhin nur an einem Punkt mit der Struktur verbunden.
- Datenverbindungen zwischen zwei isolierten Gerätegruppen sollten am besten galvanisch isoliert werden, obwohl dies z.B. bei RS422 Verbindungen nicht zwingend erforderlich ist.

Nachfolgend wird die Anwendung der Massearchitektur nach NASA-HBNK-4001 auf das HNS-System beschrieben.

In Abbildung 6.2 auf der nächsten Seite ist die Anbindung der Masse von der Batterie über die SHEFEXIII-PDU zum HNS-Subsystem und aller Gerätegruppen dargestellt. Primärseitig ist diese Masse wie beschrieben über einen Widerstand mit der Struktur verbunden. Auch in den Subsystemen dürfen keine weiteren Verbindungen zur Gehäusestruktur bestehen. Sekundärseitig der isolierten DC/DC-Konverter, die hier zusammenfassend in Form eines Transformators dargestellt werden, wird ein Punkt jeder Gerätegruppe, die mit gemeinsamem Massepotential arbeitet, direkt mit der Gehäusestruktur verbunden.

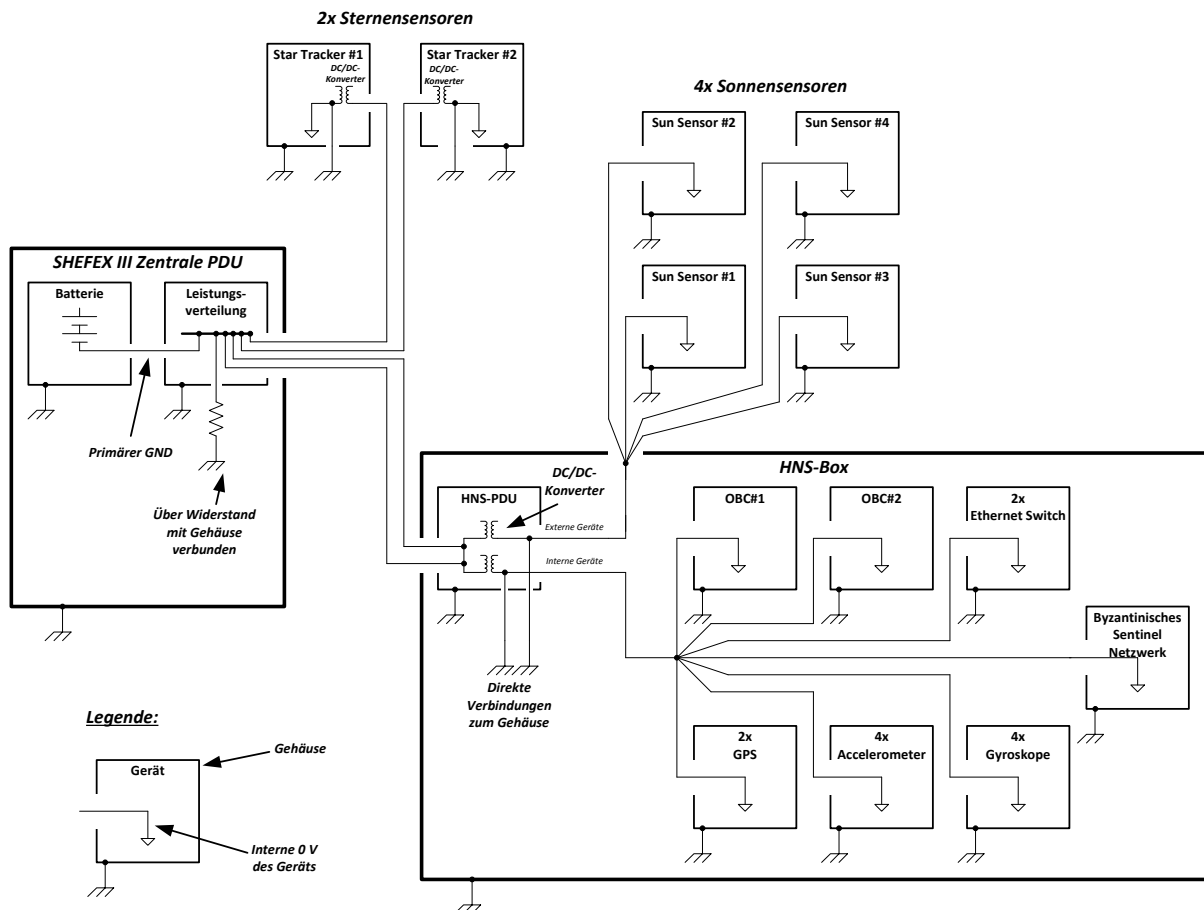


Abbildung 6.2: Massearchitektur für das HNS-System

Alle intern in der HNS-Box sitzenden Geräte arbeiten mit gemeinsamer Masse. Diese ist in Nähe der isolierten DC/DC-Konverter an einem Punkt direkt mit der Struktur verbunden. Die interne Masse wird sternförmig zu den Geräten verlegt.

Die Sonnensensoren sitzen extern und haben getrennt von den internen Geräten eine eigene Masse. Der Grund liegt vor allem darin, dass diese Sensoren gegen Ende der Mission aufgrund auftretender Hitze am Außengehäuse in der Wiedereintrittsphase schmelzen werden. Der komplette Zweig kann in einem solchen Fall über den DC/DC-Wandler kontrolliert stillgelegt werden. Die Massezuleitungen der Sensoren werden aus dem HNS-System getrennt voneinander an die Sonnensensoren geführt.

Die Star Tracker haben getrennt vom Hauptsystem zwei eigene Versorgungsleitungen. Es ist geplant, jedem Star Tracker eine eigene Versorgungsleitung zu geben. Somit werden beide Sensoren für sich eine getrennte Masse besitzen. Auch hier muss berücksichtigt werden, dass diese Sensoren außen an der Struktur sitzen und gegen Ende der Mission schmelzen können.

6.4 Erstellen der Systemarchitektur

Aus den Betrachtungen des Kapitels 5.3 zu möglichen Redundanzkonzepten wird nun ein Systemdesign erstellt.

In diesem Systemdesign werden sämtliche Wünsche an die Funktionalität integriert. In den nachfolgenden Kapiteln erfolgt dann der Entwurf der Hardware. Anhand der Entwürfe lässt sich dann abschätzen, wie viel Platz die Komponenten in Anspruch nehmen würden und inwiefern sich diese Systemarchitektur dann tatsächlich umsetzen ließe. Ein Überblick über die Systemstruktur ist in Abbildung 6.3 auf der nachfolgenden Seite zu finden und wird nun ausführlich beschrieben.

- **HNS Primärseite**

Primärseitig werden die beiden 28V Zuleitungen auf zwei getrennte unabhängige 28V Busse geführt. An diese werden über manuell rückstellbare Sicherungs- und Schalterelemente die isolierten DC/DC-Konverter angeschlossen. Jeder DC/DC-Konverter kann somit einzeln geschaltet werden. Bei dem PDU-Controller sind automatisch rückstellende Sicherungen vorgesehen. Der PDU-Monitor erhält aufgrund niedriger Priorität mechanische Schmelzsicherungen.

Der PDU-Monitor sitzt auf der Primärseite und misst Spannungen der beiden 28 V Busse sowie Ströme der beiden Hauptleitungen, könnte auch Eingangsströme der DC/DC-Konverter erfassen. Die Kommunikation mit dem PDU-Monitor muss über einen Isolator-Koppler erfolgen.

- **HNS Sekundärseite**

Es gibt zwei getrennte Masseareale. Die internen Komponenten arbeiten mit gemeinsamer Masse. Die extern sitzenden Sonnensensoren haben eine eigene Masse. Datenverbindungen zwischen diesen beiden Bereichen sollten daher am besten galvanisch isoliert ausgeführt werden.

Die Ausgangsspannungen der redundanten DC/DC-Konverter werden in allen Systemen über Dioden zusammengeschaltet. Bei den internen Gerätegruppen gibt es drei Spannungsebenen: +5 V, ± 15 V sowie 3,3 V. Auf der 5 V Ebene wurden die Sensorgruppen von den digitalen Geräten getrennt. Dies erfordert zwei weitere DC/DC-Konverter, in der Gesamtheit werden dann vier kleinere Konverter anstatt zwei große Konverter verwendet. Die ± 15 V Ebene wird nur für die Accelerometer benötigt. Hier gibt es daher auch keine Variationsmöglichkeiten. Beide OBCs benötigen 3,3 V. Jeder OBC erhält aufgrund der hohen Priorität eigene redundante DC/DC-Konverter.

Zusammen mit den internen Gerätegruppen wird auch der PDU-Controller platziert. Der PDU-Controller steuert die Energieverteilung. Zwischen den OBCs und dem PDU-Controller erfolgt die Kommunikation über RS422 Datenverbindungen. Der PDU-Controller führt ebenfalls die Kommunikation mit dem PDU-Monitor und liefert die Daten an die Computer weiter. Aufgrund der zugewiesenen Aufgaben befindet sich der PDU-Controller in einer missionskritischen Position und muss ebenfalls ein fehlertolerantes Redundanzkonzept besitzen.

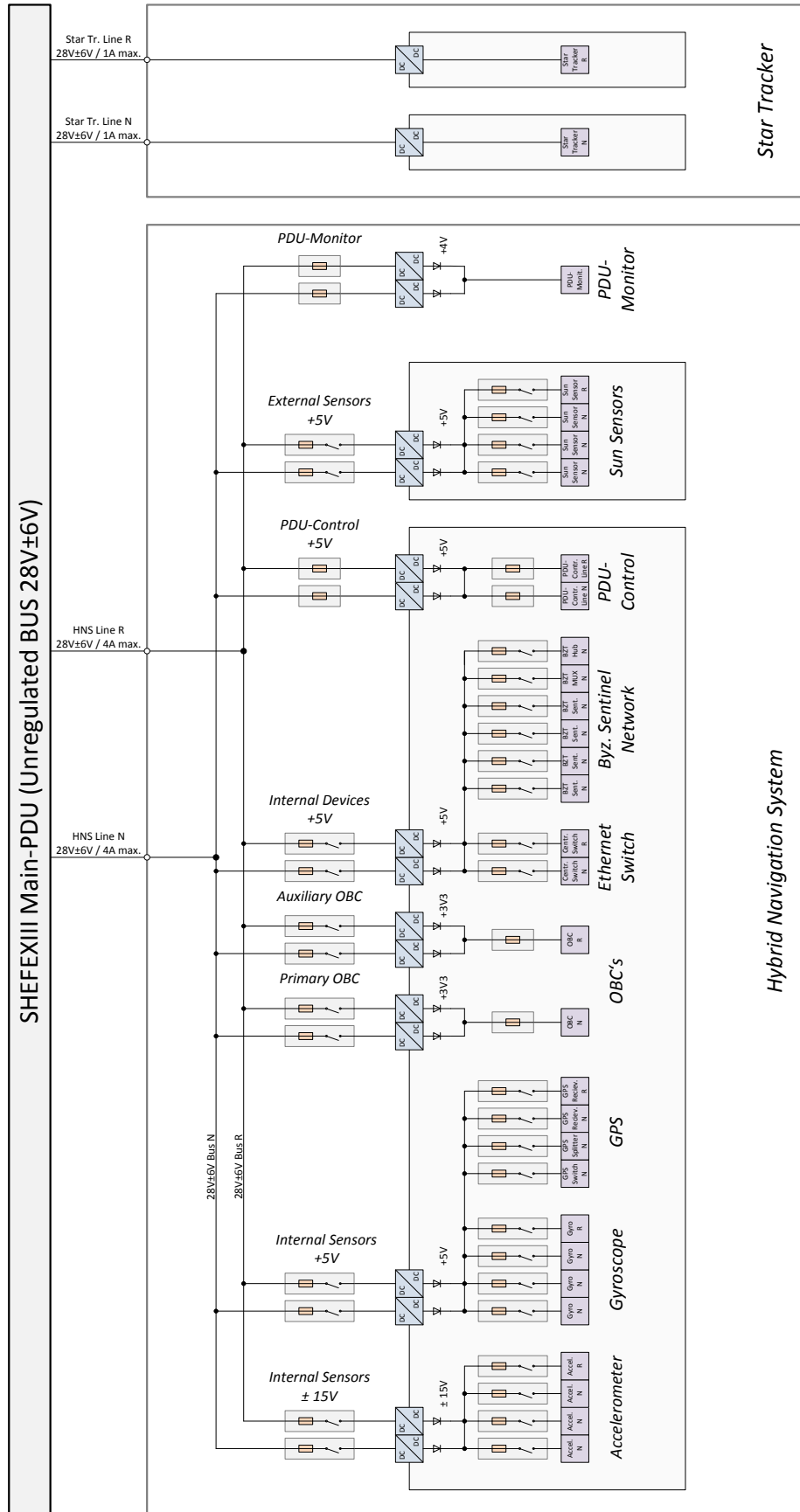


Abbildung 6.3: Systemarchitektur zur Leistungsverorgung des HNS

Sekundärseitig befinden sich Schaltelemente zum Schalten der Geräte. Zunächst ist vorgesehen jeder Komponente einen Schalter zuzuweisen. Es wäre bei zu hohem HW-Aufwand akzeptabel beim GPS-System und der byzantinischen Fehlertoleranz Schalterelemente zusammenzufassen.

- **Star Tracker**

Beide Star Tracker werden je über eine Zuleitung versorgt. Die Zuleitungen werden somit nicht wie ursprünglich geplant wie eine N+1 redundant aufgebaute Stromversorgung strukturiert. Dieses System bietet sich in diesem Falle an da die Sternensensoren entgegen der ersten Planungen beide auf der Oberseite des Gehäuses sitzen werden und somit für sich schon redundant sind. Schalter werden nicht vorgesehen da die Zuleitungen bereits abgesichert sind. Bei dieser Architektur können die Zuleitungen von der zentralen PDU mit jeweils 0,5 A anstatt mit 1 A abgesichert werden.

- **Leistungsauslegung der DC/DC-Konverter**

Die redundanten DC/DC-Konverter müssen so ausgelegt werden, dass jeweils ein Konverter die Gerätegruppe alleine versorgen kann. Nachfolgend werden die benötigten Ströme sowie Leistungsbedarf der Gerätegruppen mit einer Marge von 20 % berechnet, Tabelle 6.5.

Gruppe	Gerät	Leistungsbedarf (Summe)
+5 V, Interne Sensoren	GPS-System	10,9 W
	Gyroskope (Maximalwert)	9,2 W
	Marge:	20 %
	Summe:	24,1 W → 4,82 A
+5 V, Externe Sensoren	Sonnensensoren	0,24 W
	Marge:	20 %
	Summe:	0,29 W → 0,06 A
+5 V, Digitale Geräte	Ethernet Switch	6 W
	Byzantinisches Sentinel Netzwerk	18 W
	Marge:	20 %
	Summe:	28,8 W → 5,8 A
±15 V, Interne Sensoren	Accelerometer	6,72 W
	Marge:	20 %
	Summe:	8,1 W → +15 V → 0,37 A → -15 V → 0,18 A
+3,3 V, Computer	OBC	10 W
	Marge:	nach Herstellervorgabe 10 W Konverter erforderlich
	Summe:	10 W → 3,03 A

Tabelle 6.5: Übersicht zur Leistungsanforderung der DC/DC-Konverter

- **Übersicht über die benötigten Elektronikkomponenten**

Anbei folgt eine Zusammenstellung der im Systementwurf vorhandenen und somit benötigten Komponenten für die HNS-PDU:

- *Isolierte DC/DC-Konverter*

4x Konverter mit +3,3 V/ 3,03 A (10 W)	(On Board Computer)
2x Konverter mit +5 V/ 5,8 A (28,8 W)	(Digitale Geräte)
2x Konverter mit +5 V/ 4,82 A (24,1 W)	(Interne Sensoren)
2x Konverter mit +5 V/ 0,06 A (0,29 W)	(Externe Sensoren)
2x Konverter mit ± 15 V/0,37 A/0,18 A (8,1 W)	(Interne Sensoren)

- *Elektronische Schalter*

12x Primärseitig:	Schalter mit manuell rückstellbarer Sicherung
2x Primärseitig:	Automatisch rückstellende Sicherung für PDU-Controller
20x Sekundärseitig:	Schalter für +5 V-Ebene
4x Sekundärseitig:	Schalter für ± 15 V-Ebene

- *Dioden*

4x ideale Dioden für +3,3 V Versorgungsbus
6x ideale Dioden für +5 V Versorgungsbus
2x ideale Dioden für +15 V-Ebene
2x Dioden für -15 V-Ebene

- *PDU-Steuerung/Telemetrie*

PDU-Monitor	(incl. 2x DC/DC-Konverter)
PDU-Controller	(incl. 2x DC/DC-Konverter)

Für den PDU-Controller wurde aufgrund des Aufwands eine eigene Bachelorthesis ausgeschrieben. Es werden im Rahmen dieser Thesis nur die Hardwareschnittstellen für den PDU-Controller definiert.

6.5 Entwurf der Elektronikkomponenten

In diesem Kapitel werden die in Kapitel 6.4 geforderten Hardwarekomponenten für die HNS-PDU entwickelt und zusammengestellt.

Bei den Elektronikkomponenten sollten aufgrund des Einsatzes im Vakuum keine Elektrolytkondensatoren oder ähnliche Kondensatoren mit flüssigem Dielektrikum verwendet werden. Gewisse Tantal-Kondensatoren eignen sich zwar für derartige Anwendungen, anstelle dessen empfiehlt sich aber ausschließlich die Verwendung von Hi-Rel. Keramikkondensatoren.

6.5.1 Diode-OR

Für die HNS-PDU wird zur Erhöhung der Effizienz die Verwendung von idealen Dioden in Betracht gezogen. Geeignete Dioden-Controller wurden recherchiert und sind nachfolgend zusammengefasst (Tabelle 6.6).

<i>Spannungsebene</i>	<i>Controller</i>	<i>Hersteller</i>	<i>Temperaturbereich</i>
2,9 V bis 18 V	LTC4352	Linear Technologies	-40°C bis 150°C (H-Grade)
3 V bis 16,5 V	TPS2410	Texas Instruments	-40°C bis 85°C (Rating: Catalog)
9 V bis 80 V	LTC4357	Linear Technologies	-55°C bis 125°C (MP-Grade)
5 V bis 75 V	LM5050-Q1	Texas Instruments	-40°C bis 125°C (Rating: Automotive)
-4,5 V bis -80 V	LTC4354	Linear Technologies	-40°C bis 85°C (I-Grade)
-6 V bis -100 V	LM5051	Texas Instruments	-40°C bis 125°C (Rating: Catalog)

Tabelle 6.6: Zusammenstellung geeigneter Dioden-Controller

Die 3,3 V und 5 V Versorgungspfade können mit dem LTC4352 oder TPS2410 zusammengeführt werden. Bei der 15 V Spannungsebene kommt der LTC4357 und LM5050 in Frage. Für den negativen –15 V Spannungsbereich wurden ebenfalls geeignete Controller gefunden, es können aber reelle Dioden verwendet werden da die Ströme sehr gering sind.

Bei den idealen Dioden ist eine Schutzbeschaltung aufgrund parasitärer Induktivitäten notwendig. Tritt auf Seite der Anode ein Kurzschluss auf, so kann bis zum vollständigen Abschalten kurzzeitig ein hoher Rückstrom durch den MOSFET fließen. Parasitäre Induktivitäten halten diesen Strom im Abschaltmoment aufrecht, es können hohe Spannungsspitzen entstehen die Controller und MOSFET zerstören. Grundlegende Schutzbeschaltungen sind im Datenblatt [5] beschrieben. Zum Schutz wird auf Seite der Anode eine Freilaufdiode mit Kondensator geschaltet. Kathodenseitig ist keine Freilaufdiode möglich. Eine Lösung ist die Verwendung eines größeren Kondensators im Bereich von 10 μF bis 100 μF welcher die Energie aufnehmen kann.

6.5.1.1 Ideale Dioden für +3,3 V und +5 V Versorgungsbuss mit LTC4352

Die 3,3 V und 5 V Versorgungspfade werden mit dem LTC4352 zusammengeführt. Nachfolgend wird die Schaltung beschrieben und notwendige Berechnungen durchgeführt.

Die Schaltung ist auf der nächsten Seite in Abbildung 6.4 abgebildet. Der LTC4352 regelt die Source-Drain Spannung am MOSFET auf 25 mV. Bei einem Spannungsabfall kleiner 25 mV wird der MOSFET durch Ansteuerung über das Gate hochohmiger bis der Spannungsabfall auf 25 mV steigt. Bei hohen Strömen wird das Gate mit einer maximalen U_{GS} von ca. 6,1 V angesteuert. Der Spannungsabfall in Vorwärtsrichtung ist dann vom R_{DSon} des MOSFETS abhängig [14].

Als MOSFET wird der IRLR7843 verwendet:

R_{DSon} ($V_{GS}=4,5V$):	4,0 mΩ
V_{BRDSS} :	30 V
V_{GS} Max:	20 V
Qual. Level:	Industrial (-55 °C bis 175 °C)

Als Freilaufdiode auf der Anodenseite wird eine SS16 Schottky Diode verwendet:

V_{RRM} (max. reverse Voltage):	60 V
I_{FSM} (max. peak fwd. Current):	40 A
AV. fwd. Current	1 A
TJ Operation Temperature:	-65 °C bis 150 °C

Kondensator C2 und C5 für Ladungspumpe

Der CPO-Pin ist der Ausgang der integrierten Ladungspumpe zur Gate-Ansteuerung. Es wird empfohlen, diesen Pin zum schnelleren Einschalten mit einem Kondensator mit der 10-fachen Eingangskapazität C_{ISS} auszustatten. Diese beträgt beim IRLR7843 etwa 4380 pF. Kondensator C2 und C5 werden auf 47 nF ausgelegt.

Spannungsversorgung über Vcc (R1, R2, D3, D4)

Der LTC4352 wird über einem integrierten LDO-Regler mit einer Spannung von maximal 4,7 V versorgt. Der Ausgang des LDO ist am V_{CC} Pin herausgeführt. Wenn eine Zuleitung ausfällt, sperrt der LTC4352 den MOSFET und wird dann nicht mehr über den V_{in} -Pin mit Spannung versorgt. Damit das IC weiterhin aktiv bleibt, wird die Versorgung über die zweite Zuleitung per Diode und Widerstand aufrechterhalten. Die Diode (D3 und D4) ist erforderlich, da die externe Spannungsversorgung über der Spannung des LDO-Reglers von maximal 4,7 V liegen muss. Ein interner Komparator deaktiviert den LDO-Regler in diesem Fall. Liegt die externe Versorgungsspannung unterhalb der Spannung des LDO-Reglers, so liegt die Diode in Sperrrichtung. Der Widerstand (R1 und R2) soll entkoppelnd gegen transiente Vorgänge auf der Zuleitung wirken.

Die Bauteile müssen so ausgelegt werden, dass die minimale Betriebsspannung von 2,9V an V_{CC} gewährleistet wird. Der maximale Eingangsstrom des V_{CC} Pin beträgt 2,5 mA. Bei der Schaltung für +5 V werden die Widerstände auf 220 Ω festgelegt. Damit beträgt die Versorgungsspannung mindestens:

$$U_{VCC} \approx U_{Line5V} - U_{RB521S30} - R \cdot I_{VCC} = U_{Line5V} - 0,3 V - 220 \Omega \cdot 2,5 mA = U_{Line5V} - 0,85 V$$

Bei der 3,3V Schaltung muss der Entkopplungswiderstand niedriger gewählt werden um eine genügende Spannungsversorgung zu gewährleisten. Es werden 10 Ω verwendet. Der *worst case* lautet dann:

$$U_{VCC} \approx U_{Line3V3} - U_{RB521S30} - R \cdot I_{VCC} = U_{Line3V3} - 0,3 V - 10 \Omega \cdot 2,5 mA = U_{Line3V3} - 0,325 V$$

Es muss verifiziert werden, dass die minimale Ausgangsspannung des Konverters über 3,225V liegt. Ansonsten ist ein sicherer Betrieb nicht gegeben. Alternativ kann eine Diode mit geringerem Spannungsabfall verwendet werden.

Schutzbeschaltung

Es wird die weiter oben beschriebene Schutzbeschaltung implementiert. Eingangsseitig wird ein 1 μF Kondensator mit Freilaufdiode geschaltet. Ausgangsseitig wird eine Serienschaltung mit 47 μF eingefügt. Die Serienschaltung der Ausgangskondensatoren dient als Präventionsmaßnahme vor einem *Single Point of Failure* (Kurzschluss eines Kondensators), da der Versorgungsbus nicht redundant ausgelegt ist.

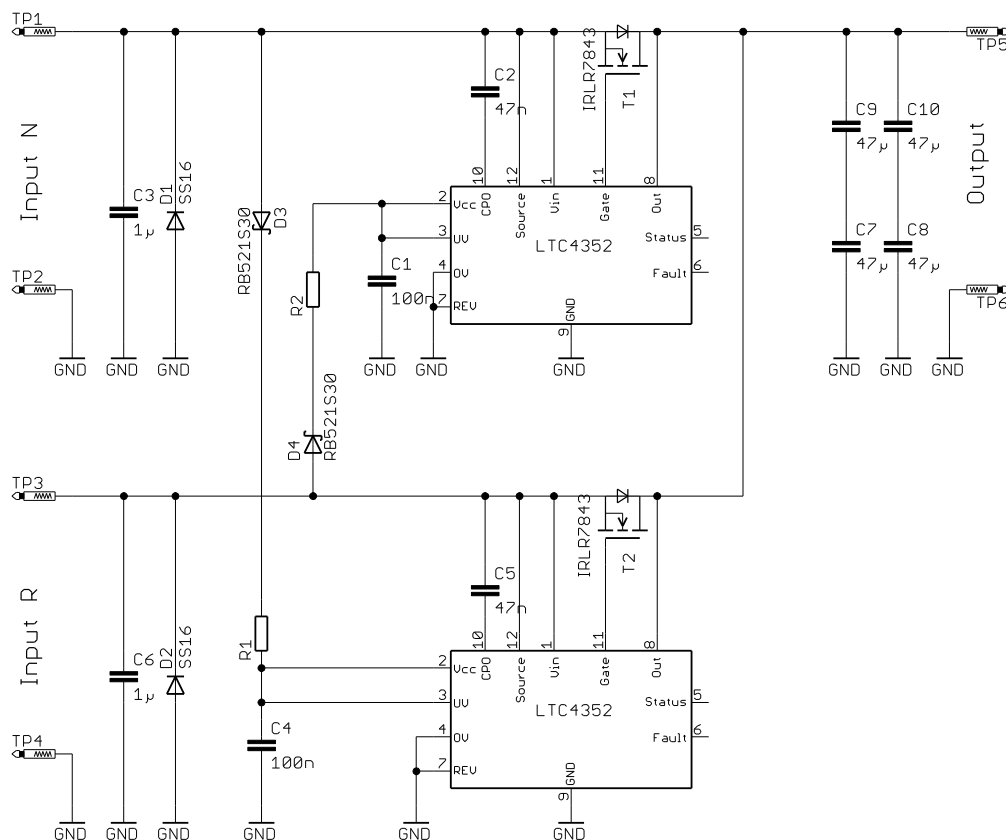


Abbildung 6.4: Schaltung für ideale Dioden mit LTC4352

Maximale Verlustleistung der MOSFETs

Bei der digitalen +5V Gerätegruppe werden inkl. einkalkulierter Marge etwa 5,8 A benötigt (siehe Tabelle 6.5). Dieser Strom muss von nur einer idealen Diode getragen werden können. In diesem Fall entsteht ein Spannungsabfall am MOSFET von:

$$U_{FWD} = R_{DSon} \cdot I_{Load} = 4 \text{ m}\Omega \cdot 5,8 \text{ A} = 23 \text{ mV}$$

Somit wird die Spannung auf 25 mV geregelt. Die Verlustleistung des MOSFET beträgt:

$$P_V = I_{Load} \cdot U_{SD} = 5,8 \text{ A} \cdot 25 \text{ mV} = 0,145 \text{ W}$$

Bei einem Temperaturwiderstand von $R_{JA} = 50 \text{ K/W}$ liegt die Kerntemperatur etwa 7,3 °C über der Umgebungstemperatur:

$$T_J = 0,145 \text{ W} \cdot 50 \frac{\text{K}}{\text{W}} + T_A = 7,3 \text{ K} + T_A$$

Unter Vakuumbedingungen wird die Temperatur höher liegen da keine Konvektion stattfindet. Daher müssen sobald es möglich ist, Vakuumtests mit den Schaltungen durchgeführt werden um betroffene Bauteile zu identifizieren bei denen eine erweiterte thermische Kopplung erforderlich ist.

6.5.1.2 Ideale Dioden für +15 V mit LTC4357

Für die 15 V Ebene wurde eine Schaltung mit dem LTC4357 erstellt. Die Funktionalität ist ähnlich wie bei dem LTC4352. In Vorwärtsrichtung wird eine Spannung von 25 mV geregelt. Intern ist noch ein zweiter Komparator vorhanden welcher die Rückwärtsspannung prüft. Bei Auftreten einer Spannung von mehr als –25 mV wird das Gate mit einem starken Stromimpuls entladen, so dass der MOSFET sofort sperrt.

Die Beschaltung erfolgte nach den Hinweisen im Datenblatt [5]. Der Schaltplan ist in Abbildung 6.5 auf der nächsten Seite zu sehen. Die Versorgungsspannung wird mit einem RC-Glied gefiltert (R6, C8, R8 und C11). Als Schutzbeschaltung wurde Eingangsseitig ein 1 µF Kondensator mit Freilaufdiode SS16 und Ausgangsseitig auf dem +15V Versorgungsbus 22 µF Keramik-Kondensatoren geschaltet.

Es wird der MOSFET IRFR4510 verwendet.

RD _{SON} (V _{GS} =10V):	13,9 mΩ
V _{BRDSS} :	100 V
V _{GS} Max:	±20 V
Qual. Level:	Industrial (-55 °C bis 175 °C)

Maximale Verlustleistung des MOSFET

Der höchste Strom tritt im 15 V-Zweig mit 0,31 A auf. Die Verlustleistung im MOSFET beträgt:

$$P_V = I_{Load} \cdot U_{SD} = 0,31 \text{ A} \cdot 25 \text{ mV} = 8 \text{ mW}$$

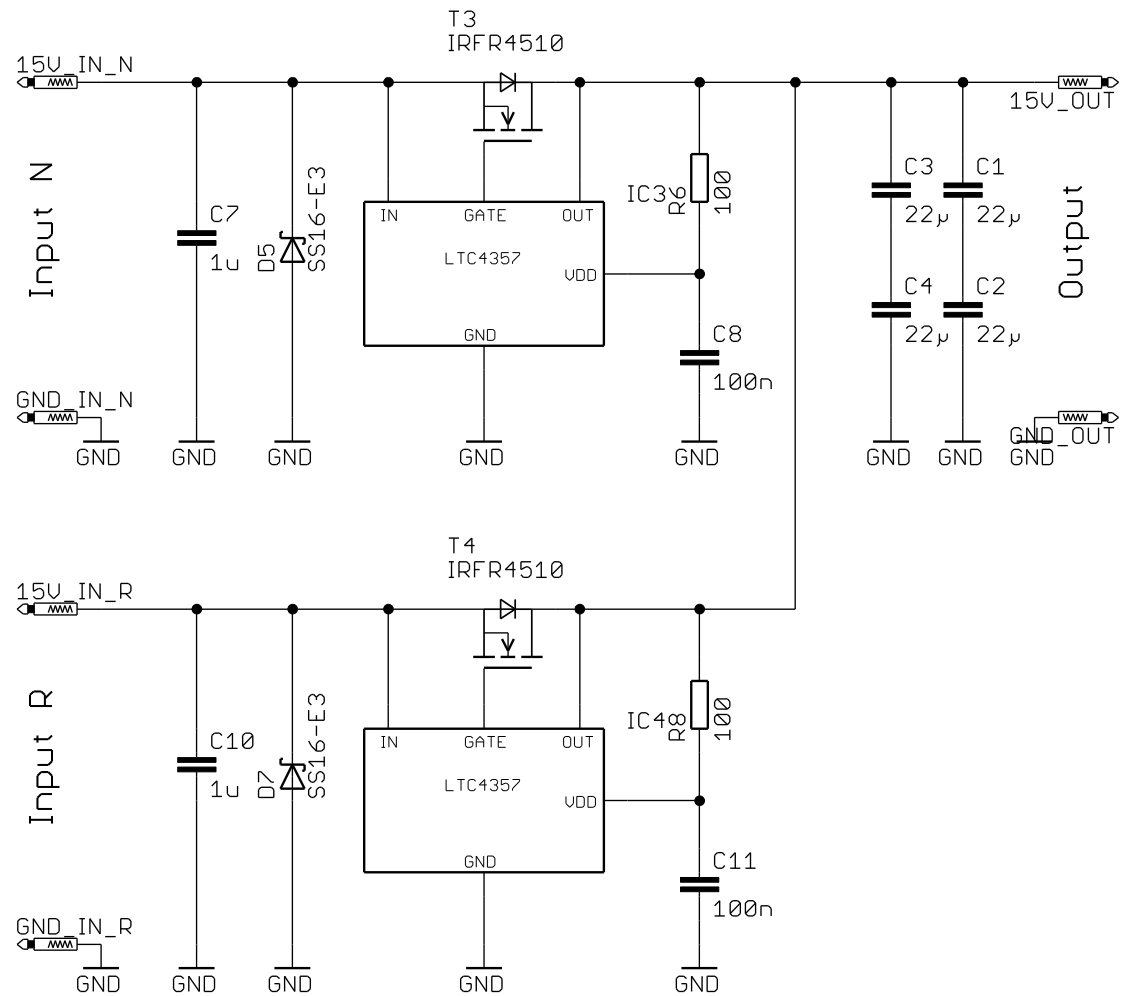


Abbildung 6.5: Schaltung für ideale Dioden mit LTC4357

6.5.1.3 Dioden für -15 V Spannungsebene

Die -15V Pfade werden mit zwei Schottky-Dioden FYD0504SATM zusammengeführt. Das Verwenden von idealen Dioden lohnt sich bei den geringen Strömen nicht. Die wichtigsten Parameter lauten:

U_{RRM} :	40 V
$I_{F_{AV}}$:	5 A
$V_{F_{max}}$:	670 mV
Temperatur:	-55 °C bis 150 °C

Die Schaltung ist in Abbildung 6.6 dargestellt. Der nichtredundante Versorgungsbus wird auch hier mit einer fehlertoleranten Schaltung von Kondensatoren gepuffert.

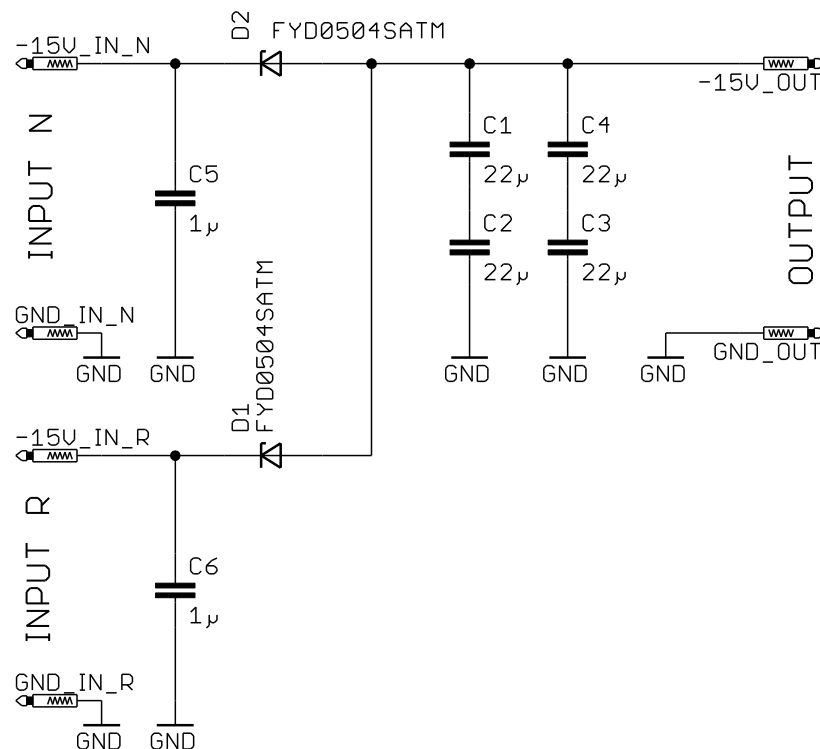


Abbildung 6.6: Zusammenführen der -15V Zweige mit 2xFYD0504SATM

Maximale Verlustleistung einer Diode

Der Gesamtstrom muss von nur einer Diode getragen werden können. Die Verlustleistung in einer Diode bei Annahme eines Gleichstromes von 0,15 A beträgt:

$$P_V = U_D \cdot I_D \approx 0,3 \text{ V} \cdot 0,15 \text{ A} = 45 \text{ mW}$$

6.5.2 Elektronische Schalter

In diesem Unterkapitel werden folgende elektronische Schalter entworfen:

Primärseitig:	Schalter mit manuell rückstellbarer Sicherung (22 V bis 34 V)
Primärseitig:	Schalter mit automatisch rückstellender Sicherung (22 V bis 34 V)
Sekundärseitig:	Schalter mit manuell rückstellbarer Sicherung für 5 V Ebene
Sekundärseitig:	Schalter mit manuell rückstellbarer Sicherung für ± 15 V Ebene

6.5.2.1 Primärseitiger 22 V bis 34 V High-Side Schalter mit manuell rückstellbarer Sicherung

Auf der Primärseite werden Schalter zum Schalten der DC/DC-Konverter benötigt. An diese Schalter sind besondere Anforderungen gestellt. Zu beachten ist, dass der Summenstrom des HNS die Stromgrenze von 4 A nicht überschreiten darf. Eine Überschreitung der Stromgrenze hat ein Abschalten der Zuleitung zur Folge.

Das Einschalten eines DC/DC-Konverters verläuft in zwei Phasen. In der ersten Phase wird der Eingangs-Kondensator aufgeladen. Der Einschaltstrom ist kurz, aber sehr hoch. Die zweite Phase entsteht beim Starten des Konverters wenn die Spannung auf der Sekundärseite aufgebaut wird. Der Schalter muss in der Lage sein den DC/DC-Konverter kontrolliert einzuschalten, ohne dass hohe Einschaltströme auftreten. Dies soll unter Verwendung des LT4363-1 erzielt werden. Der LT4363-1 ist als Schalter mit Strombegrenzung einsetzbar. Die Funktionalität sieht folgendermaßen aus:

Wird der Schalter eingeschaltet, so werden zunächst mit Strombegrenzung die Eingangs-Kondensatoren aufgeladen. Wenn die Ausgangsspannung die Eingangsspannung erreicht, wird der DC/DC-Konverter durch den LT4363 aktiviert. Der Ausgang ist strombegrenzt. Wird zu lange in der Strombegrenzung gearbeitet, so erfolgt nach Ablauf eines Timers ein automatisches Abschalten.

Der Schaltplan ist auf der nächsten Seite in Abbildung 6.7 dargestellt.

Zur Ansteuerung des Schalters von der Sekundärseite wurde mit R4, R5 und C1 ein Optokoppler-Interface vorgesehen. An den Anschluss EN1 kann der Phototransistor angeschlossen werden. Bei den Schaltern für die OBCs sollen die Optokoppler aus Sicherheitsgründen öffnend angeschlossen werden.

Mit R43 und C20 wird die Betriebsspannung gefiltert um Schwankungen im Schaltmoment zu unterbinden. Eingangsseitig sind C19 und C62 auf dem 28 V Bus redundant ausgelegt als Schutz vor Schaltimpulsen.

Da der Schalter strombegrenzend ist wird im Datenblatt empfohlen den Ausgangskondensator 10x größer als den Eingangskondensator des DC/DC-Konverters auszulegen. Im Falle von Lastsprüngen oder beim Einschaltvorgang muss die Energie aus den Kondensatoren geliefert werden wenn die Strombegrenzung eintritt. In der Schaltung wurden 3x 33 μ F Keramikkondensatoren eingefügt. Ausgangsseitig übernimmt D1 die Funktion einer Freilaufdiode beim Ausschalten.

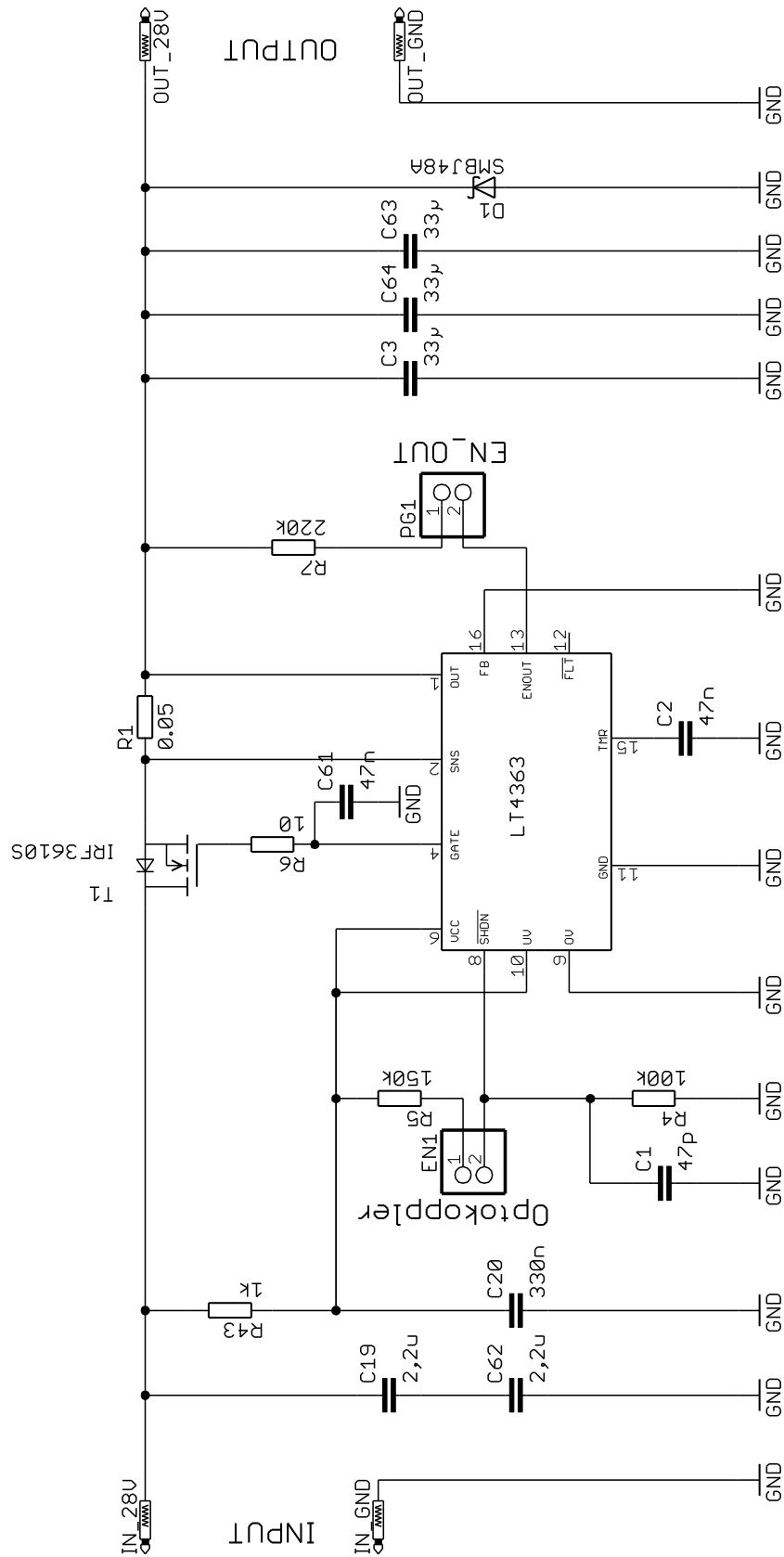


Abbildung 6.7: Schaltplan für primärseitigen High-Side-Switch mit LT4363

Auslegung der Strombegrenzung

R1 dient zur Shunt-Messung. Wird eine Spannung von 50 mV überschritten, so wird diese an R1 auf 50 mV nachgeregelt, die Strombegrenzung lautet somit:

$$I_{Limit} = \frac{50 \text{ mV}}{R_1}$$

Zunächst werden folgende Werte für den Shunt festgelegt (Tabelle 6.7). Diese Werte müssen an den Konvertern erprobt werden ob ein fehlerfreier Betrieb möglich ist und gegebenenfalls noch angepasst werden.

Einsatzbereich	Leistungsbedarf incl. 20% Marge und 65% Wirkungsgrad	Shunt-Widerstand R1	Strombegrenzung I_{Limit}	Leistungsbegrenzung bei 22V	Leistungsbegrenzung bei 34V
+3,3 V OBC	15,4 W	0,070 Ω	0,71 A	15,7 W	24,2 W
+5 V Digitale Geräte	44,3 W	0,024 Ω	2,08 A	45,8 W	70,7 W
+5 V Int. Sensoren	37,0 W	0,027 Ω	1,85 A	40,7 W	62,9 W
± 15 V Int. Sensoren	11,6 W	0,082 Ω	0,61 A	13,4 W	20,7 W
+5 V Ext. Sensoren	0,45 W	0,500 Ω	0,100 A	2,2 W	3,4 W

Tabelle 6.7: Auslegung der Strombegrenzung für die DC/DC-Konverter

Auslegung der Abschaltzeit bei Fehlbetrieb

Sobald der LT4363 in der Strombegrenzung arbeitet, lädt der Timer C2. Bei 1,375 V schaltet der LT4363 ab. Der Ladestrom des Kondensators C2 ist abhängig von der Drain-Source-Spannung von T1. Dieser kann annähernd mit den Dreisatz aus Figure 2 des Datenblattes [15] ermittelt werden:

$$I_{TMR} \approx \frac{260 \mu\text{A}}{80 \text{ V}} \cdot U_{DS}$$

Berechnung der maximalen Verlustleistung im MOSFET

C2 wird auf 47nF gesetzt. Bei Kurzschluss am Ausgang beträgt die Abschaltzeit [15]:

$$\text{Bei } U_{DS}=22\text{V: } t_{OFF} = \frac{C_{TMR} \cdot \Delta U_{TMR}}{I_{TMR}} = \frac{47 \text{ nF} \cdot (1,375 \text{ V} - 0,5 \text{ V})}{72 \mu\text{A}} = 571 \mu\text{s}$$

$$\text{Bei } U_{DS}=34\text{V: } t_{OFF} = \frac{C_{TMR} \cdot \Delta U_{TMR}}{I_{TMR}} = \frac{47 \text{ nF} \cdot (1,375 \text{ V} - 0,5 \text{ V})}{111 \mu\text{A}} = 370 \mu\text{s}$$

Unter dem worst case bei Ausgangsspannung 2 V und 2,1 A Begrenzungsstrom beträgt die Verlustleistung des MOSFET (mit $U_{IN} = 34 \text{ V}$):

$$P = (U_{IN} - 2 \text{ V}) \cdot \frac{50 \text{ mV}}{R_{Shunt}} = 32 \text{ V} \cdot 2,1 \text{ A} = 67,2 \text{ W}$$

Die Dauer der Belastung ist [15]:

$$\text{Bei } U_{DS} = 32 \text{ V: } t_{OFF} = \frac{C_{TMR} \cdot \Delta U_{TMR}}{I_{TMR}} = \frac{47 \text{ nF} \cdot (1,375 \text{ V} - 0,5 \text{ V})}{104 \mu\text{A}} = 395 \mu\text{s}$$

Aufgrund der kurzzeitigen Belastung bei hoher Drain-Source-Spannung muss dem SOA-Limit Beachtung gewidmet werden. Auf dieser Grundlage wurde für T1 der MOSFET IRF3610S ausgewählt. In Abbildung 6.8 ist die SOA des IRF3610S aus dem Datenblatt [16] zu sehen. Die kurze Belastung stellt kein Risiko für den MOSFET dar.

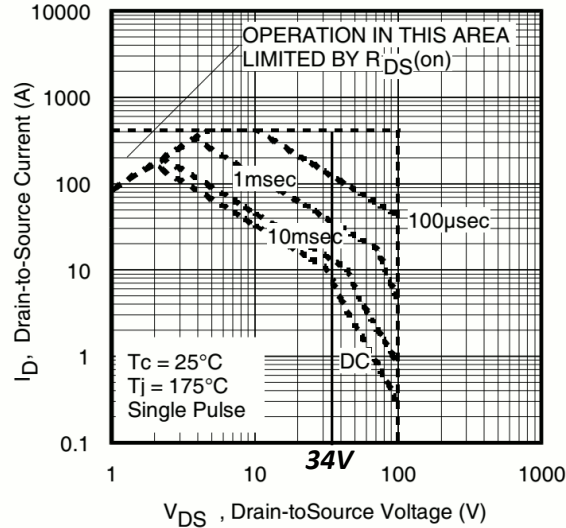


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

Abbildung 6.8: Safe Operating Area des IRF3610S, Quelle: [16]

Konfiguration des Sanftstartens beim Einschalten

Zum sanften Aufladen der Kondensatoren beim Einschalten wurde C61 parallel zum Gate angeschlossen. Das Gate wird mit einem konstanten Strom von 15 μA bis 65 μA ($I_{\text{Gate(UP)}}$) aufgeladen (Der Wert ist Temperatur und Spannungsabhängig). Durch Einfügen einer zusätzlichen Kapazität wird der Aufladevorgang um die Zeitdauer des Gate-Aufladens verzögert [15]. Dementsprechend folgt die Ausgangsspannung der Gatespannung. Dadurch wird erreicht, dass beim Einschalten die Strombegrenzung nicht erreicht wird und somit der Timer nicht anläuft. Bei konstantem Strom wird das Gate aufgeladen mit [15]:

$$\frac{I_{\text{Gate(UP)}}}{C_{61}} = \frac{du}{dt} \approx \frac{I_{\text{INRUSH}}}{C_{\text{out}}} \quad \Rightarrow \quad C_{61} \approx \frac{I_{\text{Gate(UP)}}}{I_{\text{INRUSH}}} \cdot C_{\text{out}}$$

Im Schaltplan wurde C61 mit 47 nF eingefügt um etwa einen 100 mA bis 200 mA Einschaltstrom zu erreichen. Die Ladedauer beträgt bei einer Spannung von 34 V:

$$t_{\text{max}} \approx \frac{\Delta U \cdot C_{61}}{I_{\text{Gate(UP)min}}} = \frac{34 \text{ V} \cdot 47 \text{ nF}}{15 \mu\text{A}} = 107 \text{ ms}$$

$$t_{\text{min}} \approx \frac{\Delta U \cdot C_{61}}{I_{\text{Gate(UP)min}}} = \frac{34 \text{ V} \cdot 47 \text{ nF}}{65 \mu\text{A}} = 25 \text{ ms}$$

6.5.2.2 Primärseitiger 22 V bis 34 V High-Side Schalter mit automatisch rückstellender Sicherung

Der Schalter für den PDU-Controller mit automatisch rückstellender Sicherung wird mit dem LT4363-2 realisiert. Dieser funktioniert wie der LT4363-1, nur mit dem Unterschied das der LT4363-2 einen automatischen Neustart tätigt nachdem sich der Timer-Kondensator C2 wieder entladen hat. Da die IC's Pin-Kompatibel sind, wird dieselbe Schaltung (Abbildung 6.7) verwendet. Es gelten dieselben Gleichungen wie zuvor.

Berechnung der automatischen Wiedereinschaltdauer nach Fehlerabschaltung

Die Wiedereinschaltdauer nach einer Fehlerabschaltung beträgt:

$$t_{Restart} = \frac{2,925 V + 3,8 V}{2 \mu A} \cdot C_{TMR} = 3,3625 \frac{sek}{\mu F} \cdot C_{TMR}$$

(C_{TMR} ist der Timer-Kondensator C2)

Dimensionierung der Strombegrenzung und des Timer-Kondensators

Die Bauelemente für den PDU-Controller werden zunächst wie folgt dimensioniert:

$$R1 = 0,25 \Omega \rightarrow I_{Limit} = 0,200 A$$

$$C2 = 330 nF \rightarrow t_{Restart} = 1,1 sek$$

6.5.2.3 +5 V High-Side-Schalter mit rückstellbarer Stromsicherung

Für die +5 V Ebene wurde nachfolgender Schalter mit rückstellbarer Sicherung entworfen. Der Schalter lässt sich in *High-Side-Schalter* und *rückstellbare Überstromerkennung* aufteilen:

High-Side Schalter

Den High-Side-Schalter zeigt Abbildung 6.9. Die Schaltung funktioniert folgendermaßen:

ON/OFF=Low: T2 sperrt → am Gate von T1 liegt über R1 dasselbe Potential wie an Source → T1 sperrt

ON/OFF=High: T2 niederohmig → durch R1 bildet sich Spannungsdifferenz zwischen Gate und Source → T1 leitet.

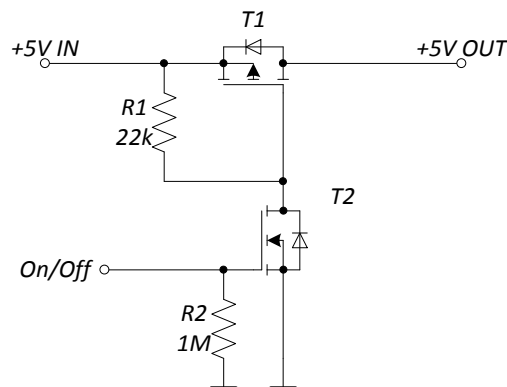


Abbildung 6.9: High-Side Schalter mit Logikpegel-Ansteuerung für +5V

Rückstellbare Überstromerkennung

Das Erkennen eines Überstromfehlers zeigt Abbildung 6.10. Zur Überstromerkennung werden ein Shunt-Sensor, ein Komparator und eine Latch-Off-Logik für das Rücksetzen benötigt. Dafür wurde mit dem LT6108-1 [17] eine Komplettlösung gefunden. Somit lässt sich die Schaltung kompakt realisieren.

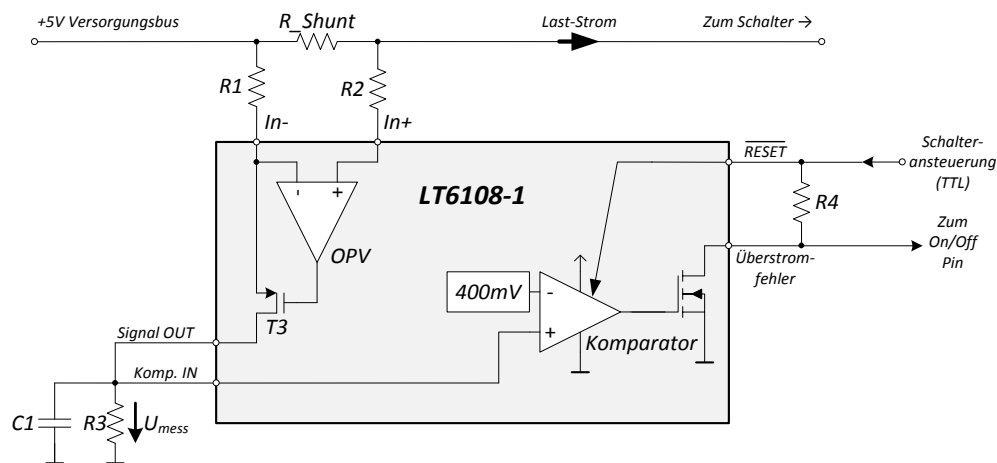


Abbildung 6.10: Überstromerkennung für den +5V Schalter

Die Schaltung funktioniert folgendermaßen:

Am Widerstand R1 liegt die gleiche Spannung wie am Shunt-Widerstand. Der Strom durch R1 fließt ebenfalls durch R3 und sorgt für einen Spannungsabfall proportional der Spannung am Shunt und somit des Last-Stromes. Diese Spannung wird mittels Komparator verglichen. Bei Überschreiten von 400 mV kippt der Komparator um und verbleibt in diesem Zustand bis ein manueller Reset erfolgt.

Aufgrund des Open-Drain Ausgangs des Komparators lässt sich die Schaltung leicht mittels Pull-Up-Widerstand R4 über den *RESET-Pin* zu einem Schalter mit rückstellbarer Sicherung modifizieren. Im Normalbetrieb ist der Komparatorausgang *Low*, somit lässt sich der *On/Off Pin* über R4 mittels Logikpegel vom *Reset-Pin* aus bedienen. Bei einem Überstromfehler wird der *On/Off-Pin* auf 0 V gezogen wodurch der High-Side-Schalter gesperrt wird. Ein Wiedereinschalten ist möglich über *Low* und wieder *High* am *RESET-Pin*.

Zur Vermeidung von Fehlern durch die Bias-Ströme ist Widerstand R2 eingefügt. Kondensator C1 ist als Filter der Messspannung erforderlich um kurzzeitige Einschaltströme zu ignorieren. C1 muss an den Schaltstrom der Last angepasst sein. Im schlimmsten Fall ist ein Einschalten des Gerätes nicht möglich. Ein zu hoch dimensionierter C1 verzögert wiederum das Ausschalten im Fehlerfall.

Auslegung der Sicherung

Die Widerstände müssen für jedes Gerät angepasst werden. Die Spannung am Komparator-Eingang in Abhängigkeit des Laststromes beträgt:

$$U_{IN_Komp.} = i_{RShunt} \cdot \frac{R_{Shunt} \cdot R3}{R1}$$

Das Auslösen der Sicherung erfolgt bei 400 mV. Damit lautet der Abschaltstrom:

$$I_{FUSE} = 400 \text{ mV} \cdot \frac{R1}{R_{Shunt} \cdot R3}$$

Die Dimensionierung des Shunt-Widerstand stellt einen Kompromiss zwischen Genauigkeit und Verlustleistung bzw. Spannungsabfall dar. Die Shunt-Widerstände wurden so gewählt, dass sich in Bezug auf den Offset V_{os} des Verstärkers von max. $\pm 125 \mu V$ ein Spannungsabfall am Shunt von mindestens 12,5 mV bei Sicherungsstrom ergibt. Zur Auslegung der Sicherung wurde eine Marge von mindestens 1,5 kalkuliert. Eine Festlegung der Widerstandswerte für die Geräte ist nachfolgend in Tabelle 6.8 zusammengestellt.

Gerät	Strom	Sicherungsstrom (Marge 1,5)	R_Shunt (Ohm)	R1 und R2 (Ohm)	R3 (Ohm)	Resultat Sicherungsstrom
GPS-Receiver	0,56 A	0,84 A	0,015	330	10k	0,88 A
GPS-Splitter	0,2 A	0,3 A	0,05	383	10k	0,31 A
GPS-Switch	0,6 A	0,9 A	0,015	340	10k	0,91 A
Gyrometer	0,46 A	0,69 A	0,02	348	10k	0,70 A
Sonnensensoren	0,012 A	0,018 A	0,12	316	10k	0,11 A
Sentinel (BFT)	0,5 A	0,75 A	0,02	383	10k	0,77 A
Ethernet-Hub (BFT)	0,6 A	0,9 A	0,015	340	10k	0,91 A
RS422-MUX (BFT)	1 A	1,5 A	0,01	316	8k2	1,54 A
Ethernet-Switch	0,6 A	0,9 A	0,015	340	10k	0,91 A

Tabelle 6.8: Dimensionierung der Widerstände zur Überstromerkennung der +5V Schalter

Auslegung des Filterkondensators

C1 und R3 ergeben ein Filterelement erster Ordnung wodurch kurzzeitige Stromimpulse ignoriert werden können. Die Grenzfrequenz des Filters lautet:

$$f_{\text{grenz}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R3 \cdot C1}$$

Diese wird zunächst mit C1 = 47nF festgelegt. Somit lautet die Grenzfrequenz:

$$\text{Bei } R3 = 10 \text{ k}\Omega: \quad f_{\text{grenz}} = 339 \text{ Hz}$$

$$\text{Bei } R3 = 8,2 \text{ k}\Omega: \quad f_{\text{grenz}} = 413 \text{ Hz}$$

Ausgangsseitig des Schalters muss bei induktiven Lasten oder langen Zuleitungen eine Freilaufdiode platziert werden.

6.5.2.4 $\pm 15\text{ V}$ Schalter mit rückstellbarer Stromsicherung

Für die $\pm 15\text{ V}$ Ebene wurde nachfolgender Schalter mit rückstellbarer Sicherung entworfen. Es erfolgt eine Beschreibung des Funktionsprinzips.

High-Side Schalter

Der Schalter soll die $+15\text{ V}$ sowie die -15 V Ebene mit nur einem Logik-Ansteuersignal gemeinsam schalten. Dazu wurde das Konstrukt in Abbildung 6.11 erstellt. Die Schaltung funktioniert folgendermaßen:

ON/OFF=Low: T2 sperrt \rightarrow am Gate von T1 liegt über R1 dasselbe Potential wie an Source \rightarrow T1 sperrt.

U_{GS} von T3 ist ebenfalls 0 V \rightarrow T3 sperrt, am Gate von T4 liegt über R4 dasselbe Potential wie an Source \rightarrow T4 sperrt.

ON/OFF=High: T2 niederohmig \rightarrow durch R1 und R2 bildet sich Spannungsdifferenz zwischen Gate und Source \rightarrow T1 leitet.

Aufgrund des Spannungsabfalls an R2 wird T3 leitend wodurch über R3 und R4 eine Spannungsdifferenz zwischen Gate und Source von T4 entsteht \rightarrow T4 leitet.

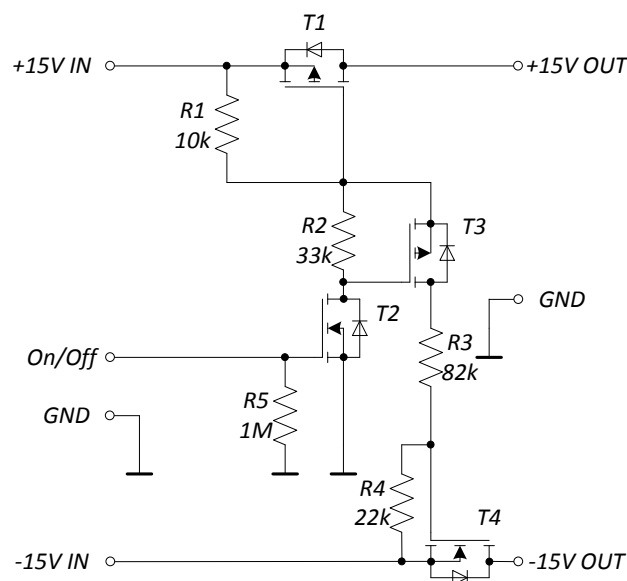


Abbildung 6.11: Schalter mit Logikpegelansteuerung für $\pm 15\text{ V}$

Dimensionierung der Widerstände des Schalters

Die Widerstände R1 bis R4 sind so dimensioniert, dass sich am Gate von T1 eine Spannung von $U_{GS} = -5,3\text{ V}$ und am Gate von T2 eine Spannung $U_{GS} = 5,2\text{ V}$ ergibt. Als P-MOSFET wird der IRF7240 ($R_{DSon} = 25\text{ m}\Omega$ bei $U_{GS} = -4,5\text{ V}$) und als N-MOSFET der IRF7842 ($R_{DSon} = 5,9\text{ m}\Omega$ bei $U_{GS} = 4,5\text{ V}$) verwendet.

Rückstellbare Überstromerkennung

Für die Überstromsicherung wird dasselbe Prinzip wie zuvor beim +5 V Schalter angewendet, jedoch für beide Spannungsebenen. Das bedeutet wenn auf einer der beiden +15 V oder –15 V Zuleitungen Überstrom erkannt wird, werden beide gemeinsam abgeschaltet. Für die +15 V Messung wird der LT6109-2 [18] verwendet. Dieser funktioniert genauso wie der zuvor verwendete LT6108-1, hat jedoch einen zweiten integrierten Komparator der hier für die negative Zuleitung genutzt werden soll. Für die –15 V Zuleitung wird der Low-Side Shunt Sensor LT6105 von Linear eingesetzt, der intern das Messsignal über einen Stromspiegel gegen die Betriebsspannung erzeugt, siehe Datenblatt für nähere Details. Die positive Betriebsspannung des LT6105 [19] wird per LDO-Regler LT3014 [20] auf +5 V festgelegt.

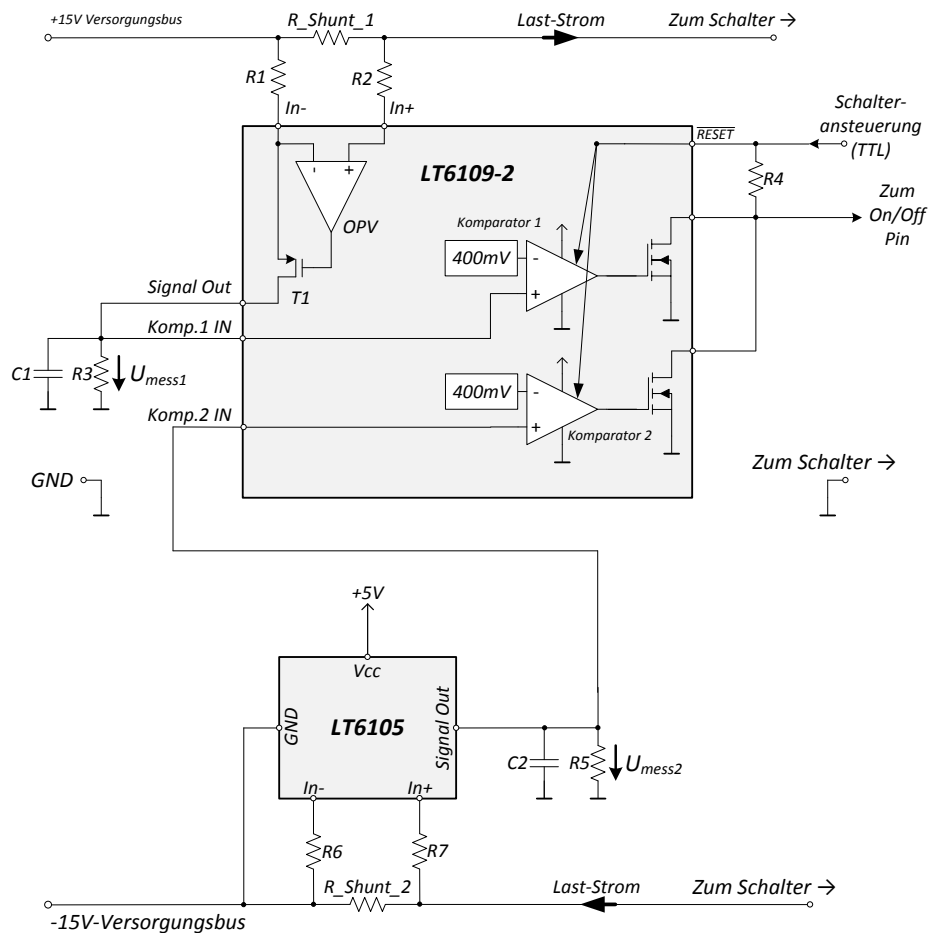


Abbildung 6.12: Überstromerkennung für den ±15V Schalter

Auslegung der Sicherung

Die Auslegung der Sicherung für die Accelerometer wurde auf 0,2 A festgelegt. Für beide Shunt-Sensoren gelten dieselben Berechnungsgrundlagen:

$$I_{FUSE(+15V)} = 400 \text{ mV} \cdot \frac{R1}{R_{Shunt1} \cdot R3} \quad ; \quad I_{FUSE(-15V)} = 400 \text{ mV} \cdot \frac{R6}{R_{Shunt2} \cdot R5}$$

Die Festlegung der Widerstandswerte ist nachfolgend in Tabelle 6.9 zusammengestellt.

Gerät	Strom	Sicherungsstrom	RSHUNT1&2 (Ohm)	R1,R2,R6,R7 (Ohm)	R15&R19 (Ohm)	Resultat Sicherungsstrom
Accelerometer	Pos. 0,08 A Neg. 0,04 A	Pos. 0,2 A Neg. 0,2 A	0,075	383	10 k	Pos. 0,2 A Neg. 0,2 A

Tabelle 6.9: Dimensionierung der Widerstände zur Überstromerkennung der ±15V Schalter

Auslegung der Filterkondensatoren

C1 und R3, bzw. C2 und R5 ergeben ein Filterelement erster Ordnung. Die Grenzfrequenzen der Filter lauten:

$$f_{\text{grenz}(+15V)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R3 \cdot C1} \quad ; \quad f_{\text{grenz}(-15V)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R5 \cdot C2}$$

Diese wird zunächst mit $C1 = C2 = 47 \text{ nF}$ festgelegt. Die Grenzfrequenz lautet:

$$f_{\text{grenz}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ k}\Omega \cdot 47 \text{ nF}} = 339 \text{ Hz}$$

6.5.3 PDU-Monitor

Der PDU-Monitor wird auf der Primärseite die Spannungen und Ströme der beiden Hauptleitungen messen. Weiterhin sollte implementierbar sein, die Eingangsströme der DC/DC-Konverter zu messen. Die Messdaten sollen nach aktueller Planung nur zur späteren Auswertung geloggt werden. Schaltreaktionen sollen nicht erfolgen. Daher besitzt der Monitor keine Missionspriorität und muss nicht redundant ausgelegt werden.

Es gibt verschiedene Möglichkeiten zum Erstellen des Monitors. Die einfachste ist es, AD-Wandler mit Mehrkanal-Multiplexer von der Sekundärseite aus über einen Isokoppler zu betreiben. Jedoch wäre die Schnittstelle unflexibel und aufwändig. Deshalb wird der Monitor mit einem Mikrocontroller samt UART-Schnittstelle aufgebaut. Als Mikrocontroller wird der ATmega48 [21] verwendet. Dieser bietet 8 AD-Channels mit 10 Bit Auflösung. Ähnliche Controller sind von Atmel mit bis zu 28 AD-Channels verfügbar, siehe ATtiny828.

- **Hardwareentwurf**

Das Prinzip der analogen Messsignalaufbereitung wird in Abbildung 6.13 gezeigt. Die Spannungen werden über Spannungsteiler skaliert, Ströme mittels Shunt-Messung mit dem INA168 [22].

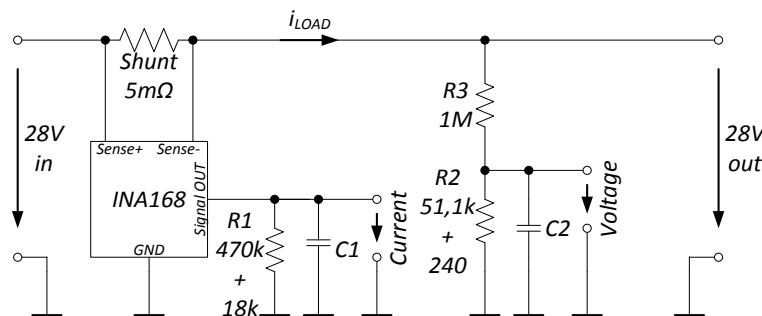


Abbildung 6.13: Analoge Messsignalaufbereitung

Die skalierten Spannungen werden auf die AD-Kanäle des Monitor-Controllers gegeben, siehe Abbildung 6.14. Dieser ist gleichzeitig die Schnittstelle zum PDU-Controller. Die Daten werden per UART versendet. Der PDU-Controller soll die Messwerte Triggern können. Dieses ist via UART oder TTL-Flanke machbar.

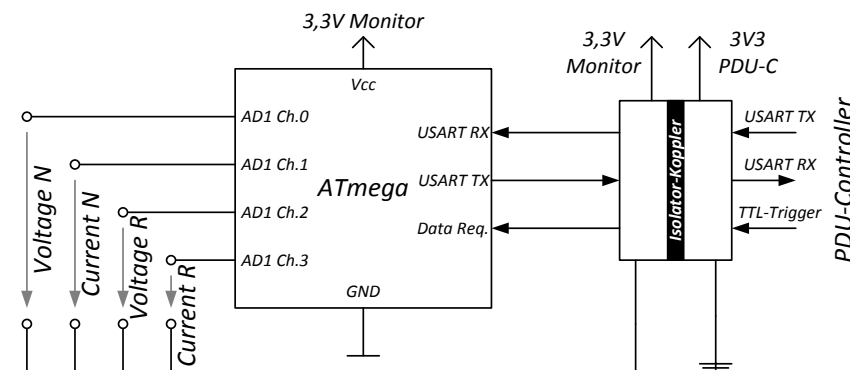


Abbildung 6.14: Digitalisierung und Interface zum PDU-Controller

Berechnung der analogen Messsignalaufbereitung

Festlegung der Messbereichsendwerte:

Hauptleitung-Spannung:	51,2 V	→	Auflösung (10 Bit):	50 mV/LSB
Hauptleitung-Strom:	5,12 A	→	Auflösung (10 Bit):	5 mA/LSB

Die Referenzspannung der AD-Konverter wird auf 2,5 V festgelegt. Die Widerstände zur Spannungsmessung lauten:

$$R3 = 1 \text{ M}\Omega \quad ; \quad R2 = 51,1 \text{ k}\Omega + 240 \Omega$$

Damit beträgt die Messspannung:
$$U_{Mess} = \frac{R2}{R2+R3} \cdot U_{Line} = 0,04883 \cdot U_{Line}$$

Die Shunt-Messung erfolgt mit dem INA168 von TI. Die Widerstände lauten:

$$R_{Shunt} = 5 \text{ m}\Omega \quad ; \quad R1 = 470 \text{ k}\Omega + 18 \text{ k}\Omega$$

Die Messspannung zur Strommessung beträgt:

$$U_{Mess} = \frac{R_{Shunt} \cdot R1}{5 \text{ k}\Omega} \cdot I_{Line} = 0,488 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot I_{Line}$$

Mit den Kondensatoren C1 und C2 wird die Messung gefiltert und gleichzeitig der Konversionsvorgang des AD-Wandlers gepuffert. Eine hochohmige Auslegung der Widerstände wird angestrebt, muss jedoch hinsichtlich der Qualität des Digitalisierungsvorganges getestet werden. Der Filterkondensator wirkt auch hierfür stützend. Im Datenblatt des ATmega48 wird empfohlen den repräsentativen Innenwiderstand der Ersatzspannungsquelle kleiner 10 kΩ zu halten. Die Grenzfrequenzen können niedrig gewählt werden da Abtastraten um die 1 Hz angestrebt sind. Die Filterkondensatoren und Skalierungswiderstände sollen im Layout dicht an die analoge Masse des AD-Konverters platziert werden.

Spannungsversorgung für Mikrocontroller und Schnittstellenbaustein

Die Spannungsversorgung des PDU-Monitors erfolgt über 2 parallel geschaltete Miniatur DC/DC-Konverter mit dem LTC3632, siehe Abbildung 6.15. Die Konverter werden Ausgangsseitig über Dioden zusammengeführt.

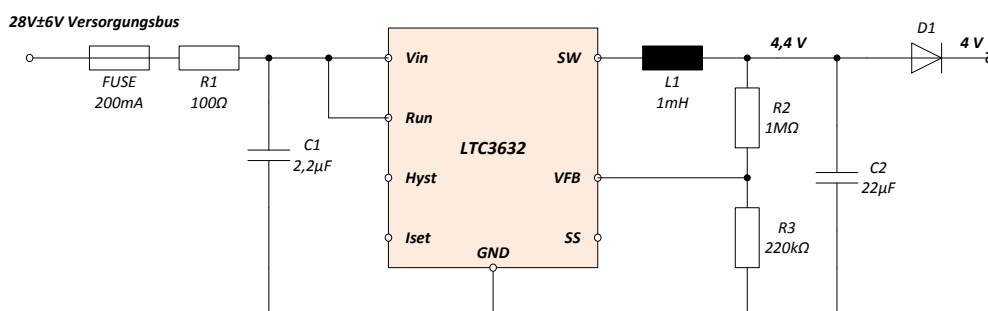


Abbildung 6.15: Spannungsversorgung des PDU-Monitors

Nachfolgend werden die Berechnungen nach Datenblatt [23] durchgeführt.

Festlegung der Ausgangsspannung:

Die Ausgangsspannung der Konverter beträgt:

$$U_{VCC} = 0,8 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) = 0,8 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{100}{22}\right) = 4,4 \text{ V}$$

Über die Ausgangsseitigen Dioden reduziert sich die Spannung auf etwa 4 V.

Berechnung der Speicherdrossel:

Die Dimensionierung der Drossel L1 wird gewählt mit 1 mH (LPS6235-105MLC) um Schaltfrequenzen im Bereich 60-70 kHz zu erreichen[23]:

$$L1 = \left(\frac{U_{Out}}{f \cdot I_{Peak}}\right) \cdot \left(1 - \frac{U_{Out}}{U_{In}}\right) = \left(\frac{4,4 \text{ V}}{70 \text{ kHz} \cdot 50 \text{ mA}}\right) \cdot \left(1 - \frac{4,4 \text{ V}}{34 \text{ V}}\right) \approx 1 \text{ mH}$$

Auslegung der Kondensatoren

Die Eingangskondensatoren werden mit 2,2 µF dimensioniert. R1 soll den Eingang von der Busspannung entkoppeln. Ausgangsseitig wird ein 22 µF Kondensator geschaltet. Damit beträgt die Rippelspannung im Leerlauf etwa[23]:

$$\Delta U_{OUT} \approx \frac{I_{Peak}}{2} \cdot \frac{4 \cdot 10^{-6}}{C_2} + \frac{V_{Out}}{160} = \frac{50 \text{ mA}}{2} \cdot \frac{4 \cdot 10^{-6}}{22 \text{ µF}} + \frac{4,4 \text{ V}}{160} = 32 \text{ mV}$$

Durch einen nachfolgenden π-Filter hinter den Dioden soll die Spannung noch zusätzlich geglättet werden.

Referenzspannungsquelle für den AD-Wandler des Mikrocontrollers

Die Referenzspannung für den AD-Wandler wird mit einem LT1461-2.5 [24] erzeugt. Die äußere Beschaltung setzt sich nur zusammen aus Eingangs- und Ausgangskondensator. Berechnungen sind nicht erforderlich.

• Softwareentwurf

Die Programmierung des ATtiny48 erfolgt in C. Struktogramme und Quelltexte sind im Anhang zu finden. Spannungs- und Strommessung werden in der Software kalibriert. Die Kalibrierung erfolgt mittels Tabelle. Der Messbereich wird in 16 Abschnitte aufgeteilt. Für jeden Abschnitt wird ein Korrekturwert abgelegt welcher auf den Messwert addiert werden muss. Wenn die Spannung an den Sense-Eingängen der INA168 kleiner 2,7 V ist, so wird der gemessene Strom softwareseitig auf 0 A gesetzt da Eingangsspannungen unter 2,7 V bei dem INA168 außerhalb der Spezifikationen liegen.

Zur Messwertanforderung muss an den Monitor folgende UART-Nachricht geschickt werden, siehe Tabelle 6.10.

Byte 0	Byte 1	Byte 2	Byte 3	Byte 4
Start		CMD	Ende	
,M'	,E'	,F'	,\r'	,\n'

Tabelle 6.10: UART-Protokoll zur Messdatenanforderung

Daraufhin führt der Monitor die Messungen durch und sendet die Daten wie in Tabelle 6.11.

B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	B9	B10	B11	B12	B13	B14
Start		Spannung N		Strom N		Spannung R		Strom R		Temp. MCU		Checksumme	Ende	
,M'	,E'	LSB	MSB	LSB	MSB	LSB	MSB	LSB	MSB	LSB	MSB	$\sum B0-B11$,\r'	,\n'

Tabelle 6.11: UART-Protokoll zum Empfangen der Messdaten

Die Temperatur des ATmega48 wird ebenfalls verschickt, diese ist jedoch sehr unpräzise. Die empfangenen Messdaten können folgendermaßen umgerechnet werden:

Spannungen: $U_{Line} = 0,05 V \cdot N$

Ströme: $I_{Line} = 0,005 A \cdot N$

Temperatur (MCU): $T_{MCU} \approx 2,222 ^\circ C \cdot N - 315 ^\circ C$ (Für 0 °C bis 85 °C)

Eine Temperaturkompensation der Messdaten ist mit diesem Aufbau nicht möglich.

6.5.4 DC/DC-Konverter

Hauptaugenmerk bei der Auswahl der Konverter liegt in der mechanischen Schock- und Vakuumfestigkeit sowie einem breiten Temperaturarbeitsbereich. Die Möglichkeit der thermischen Ankopplung muss gegeben sein. Die Konverter müssen aufgrund der Flughöhe von max. 200 km nicht strahlungsfest (RAD-Hard) aber Vakuumfest sein. Damit liegen die Anforderungen gewissermaßen zwischen denen für den normalen (relativ kostengünstigem) Avionik-Bereich in denen keine Vakuumfestigkeit garantiert wird und den Space-Qualified verifizierten strahlungsfesten (und deutlich teureren) Konvertern. Geeignete Serien wurden in drei Segmenten recherchiert:

- MTC-Serie von XP-Power
- DV-Serie von VPT
- AM und M3 Serie von IRF

Eine Zusammenstellung und Kostenübersicht zeigt Tabelle 6.12.

	<i>XP-Power MTC-Series</i>		<i>VPT DV-Series</i>		<i>IRF AM/M3-Series</i>	
<i>Einsatzbereich</i>	<i>Model</i>	<i>Preis (Stk.)</i>	<i>Model</i>	<i>Preis (Stk.)</i>	<i>Model</i>	<i>Preis (Stk.)</i>
GPS, Gyrometer 2x(+5V/24,1W)	MTC3028S05 (+5V/25W)	374,00 \$	DVTR2805S (+5V/30W)	720,00 \$	M3L2805S (+5V/25W)	2476,80 \$
Sonnensensoren 2x(+5V/0,29W)	MTC0528S05 (+5V/4W)	187,00 \$	DVCH2805S (+5V/1,5W)	345,00 \$	AMA2805S (+5V/5W)	3072,00 \$
Accelerometer 2x(±15V/8,64W)	MTC1528D15 (±15V/15W)	286,00 \$	DVHV2815D (±15V/15W)	630,00 \$	AMF2815D (±15V/12W)	3208,32 \$
Ethernet Switch, BFT 2x(+5V/28,8W)	MTC3528S05 (+5V/35W)	352,00 \$	DVTR2805S (+5V/30W)	720,00 \$	M3H2805S (+5V/40W)	3859,20 \$
OBC 4x(+3,3V/10W)	MTC1528S3V3 (+3,3V/10W)	264,00 \$	DVHV283R3S (+3,3V/10W)	590,00 \$	AMF2803R3S (+3,3V/10W)	3208,32 \$
PDU-Controller 2x(+5V/1,5W)	MTC0528S05 (+5V/4W)	187,00 \$	DVCH2805S (+5V/1,5W)	345,00 \$	AMA2805S (+5V/5W)	3072,00 \$
Summe:		3828,00 \$		7880,00 \$		44209,92 \$

Tabelle 6.12: Zusammenstellung und Kostenübersicht geeigneter DC/DC-Konverter

Als am geeignetsten wird die DV-Serie von VPT angesehen. Für diese liegen bereits Erfahrungen im Satellitenbereich vor. Vom Vertrieb Protec wurde zugesichert, dass diese Konverter für die SHEFEX III-Mission eingesetzt werden können. Ein Vorteil dieser Serie ist die Austauschbarkeit gegen die RAD-Tolerant (30 KRAD) verifizierte SV-Serie. Das bedeutet die Konverter können für zukünftige Missionen bei denen Strahlungsfestigkeit gefordert ist größtenteils getauscht werden ohne mechanische Anpassungen durchführen zu müssen.

Die RAD-Toleranten (25 KRAD und 30 KRAD) AM und M3 Serien von IRF stellen eine alternative in einer höheren Qualitätsstufe dar. Einsatzbereich sind typischerweise Satelliten und Flugkörper im nahen Erd-Orbit (LEO-Zone). Aufgrund des Preises wurde gegen diese Konstellation entschieden.

Für eine kostengünstige Alternative zur DV-Serie von VPT wurde ein Angebot der MTC-Serie von XP-Power eingeholt. Diese sind vom Hersteller nur bis zu einer Flughöhe von 21336m getestet. Auf Anfrage bei XP-Power liegen keine Erfahrungen bezüglich dem Einsatz in höheren Lagen vor, daher wird vom Einsatz in der SHEFEX III-Mission abgeraten. Der Einsatz wäre nur vertretbar wenn die Konverter unter den Gegebenheiten am Einsatzort gründlich getestet werden.

Die Empfehlung fällt auf die DV-Serie von VPT.

6.5.5 EMI-Filter

Aufgrund der Anzahl an Schaltreglern gilt der EMV besondere Beachtung. Für die SHEFEX-Mission wurde von der Projektleitung keine Vorgabe zu EMV-Standards festgelegt. In Absprache mit der Entwicklungsabteilung für die Hauptenergieverteilung des SHEFEX III sollten sämtliche Systeme MIL-STD-461 konform sein. Weiterhin können Richtlinien nach ECSS (ECSS-E-ST-20C) für Raumfahrtssysteme zurate gezogen werden. Die Einhaltung dieser Vorschriften muss jedoch nicht erfolgen.

Es gibt zwei Arten von Störungen: leitungsgebundene- und strahlungsgebundene Störungen. Strahlungsgebundene Störsignale werden mittels Abschirmungen wie Gehäuse und Schirmungen unterbunden. Eine genaue Betrachtung kann bei Entwurf der Gehäusestruktur getätigt werden. Bei leitungsgebundenen Störsignalen unterscheidet man *Differential Mode Noise* und *Common Mode Noise*. Erstere fließen zusammen mit der Energieversorgung über Hin- und Rückleiter und werden üblicherweise mit π -Filtern eliminiert. Über Gehäuse fließende asymmetrische Störanteile werden mittels Gleichtaktdrosseln und Y-Kondensatoren unterdrückt. Abhilfemaßnahmen werden nachfolgend geschildert:

- **Line-In Filtermodule**

Beide Energiezuleitungen des HNS werden mit Filtermodulen nach MIL-STD-461 versehen. Als Line-In EMI-Filter werden speziell an die Schaltfrequenz der eingesetzten Konverter von VPT angepasste Module verwendet, siehe Tabelle 6.13.

<i>Model</i>	<i>Preis (Stk.)</i>
VPT DVMC28F (28V/4A max.)	465,00 \$
VPT DVMD28F (28V/7A max.)	490,00 \$

Tabelle 6.13: Zusammenstellung und Kostenübersicht geeigneter EMI-Filtermodule

Mit dem derzeitigen HNS-System wird die ursprünglich geplante 4 A Grenze überschritten, deshalb muss das nächsthöhere 7 A Modul DVMD28F verwendet werden. Die Module sind so ausgelegt das bei der Taktfrequenz der Konverter (ca. 500 kHz) die Dämpfung 40 dB beträgt.

- **Synchronisierung**

Bei den Konvertern der DV-Serie besteht teilweise die Möglichkeit diese mit einem externen TTL-Taktsignal synchron laufen zu lassen um Schwebungen zu unterbinden. Bei Fehler des externen Oszillators wird ein fehlerfreier Betrieb aber nicht garantiert, daher wird auf die externe Synchronisierung verzichtet.

- **Eingangs- und Ausgangsfilterung**

Eingangs- und Ausgangsseitig besitzen die Konverter der DV-Serie bereits integrierte EMI-Filter wodurch sich der Aufwand deutlich verringert. Laut Hersteller VPT lässt sich mit einem $1\ \mu F$ bis $100\ \mu F$ Low-ESR-Keramik-Kondensator direkt am Ausgang deutliche Verbesserung bis zu $< 10\ mV$ Rippelspannung erzielen. Weitere Verbesserung zur Versorgung empfindlicher Geräte lässt sich mit einem π -Filter erzielen, wobei das Problem einer Resonanzüberhöhung entstehen kann. Die Induktivität sollte dann nur wenige μH haben, die Kondensatoren einen etwas höheren ESR aufweisen und die Grenzfrequenz bei ca. $50\ kHz$ liegen (Herstellerinformationen). Durch Einsatz eines π -Filters ist es nicht mehr möglich die Sense-Leitungen des Konverters hinter die Dioden zu schalten da dies zu Instabilität des Regelkreises führen kann.

Als EMV-Maßnahme wird nach dieser Betrachtung und durch Informationen des Herstellers VPT ausgangsseitig direkt an die Pins der Konverter ca. $20\ \mu F$ X7R-Keramik Kondensator parallelgeschaltet samt einem $100\ nF$ NPO-Kerko. Falls im Nachhinein weitere Maßnahmen erforderlich sein sollten, kann ein wie oben beschriebener π -Filter eingesetzt werden.

Die eingesetzten EMV-Maßnahmen sind in Abbildung 6.16 dargestellt.

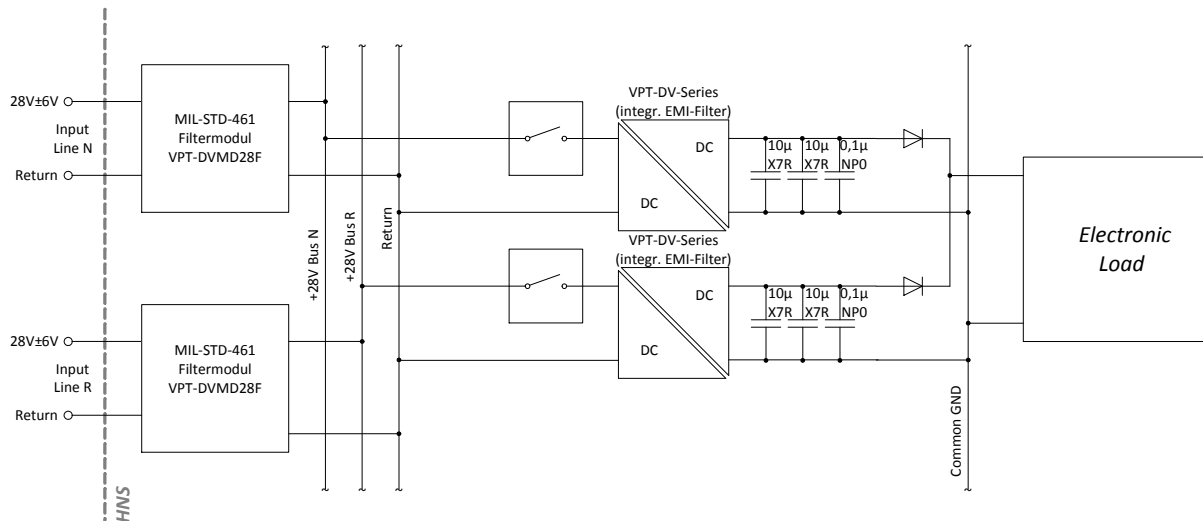


Abbildung 6.16: Eingesetzte EMV-Maßnahmen im HNS-System

6.5.6 Schnittstellen an den PDU-Controller

An dieser Stelle sollen die Schnittstellen der Hardware an den PDU-Controller zusammengefasst werden. Abbildung 6.17 zeigt eine Übersicht.

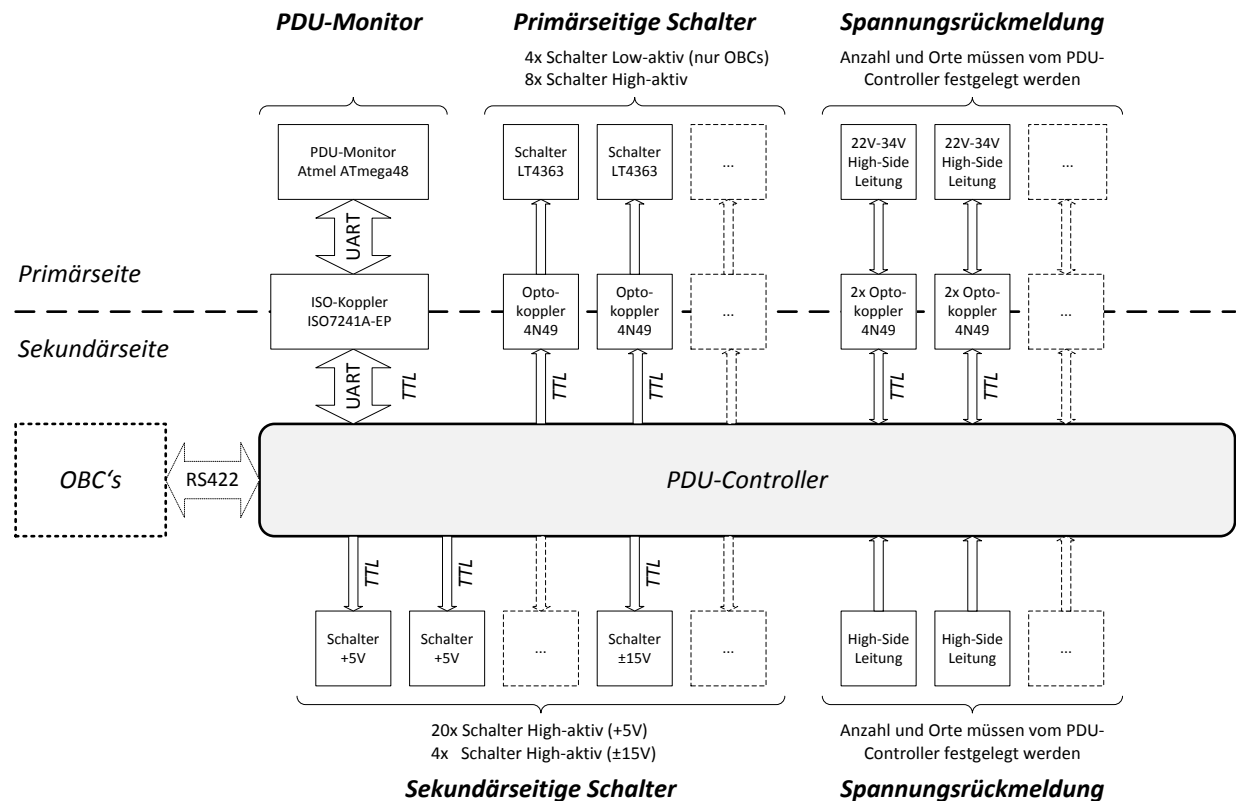


Abbildung 6.17: Übersicht der Schnittstellen an den PDU-Controller

Nachfolgend werden die Schnittstellen zu den Hardwarekomponenten beschrieben.

PDU-Monitor:

Die Kommunikation mit dem PDU-Controller erfolgt mittels Optoisolator per UART-Protokoll mit TTL-Pegel, wie in Kapitel 6.5.3 erläutert wurde. Die Messwerte müssen per UART-Message mittels des erstellten Protokolls getriggert werden.

Primärseitige Schalterelemente:

Die Ansteuerung der primärseitigen Schalter erfolgt über Optokoppler nach dem Prinzip in Abbildung 6.18. Zu beachten ist das die vier Schalterelemente zur Versorgung der beiden On Board Computer aus Sicherheitsgründen als Öffner verschaltet sind, alle anderen Schaltelemente agieren als Schließer. Bei Auslösen einer Sicherung kann diese manuell zurückgesetzt werden. Der On/Off-Pin muss dazu ausgeschaltet und wieder eingeschaltet werden.

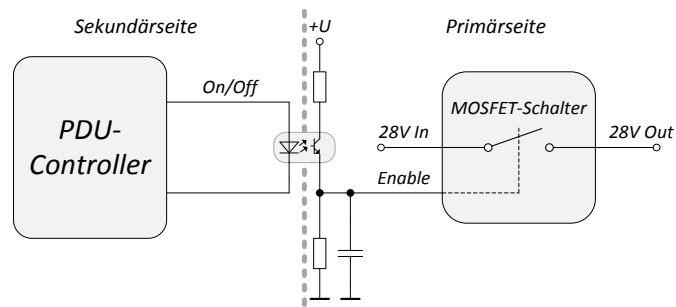


Abbildung 6.18: Ansteuerung der primärseitigen Schalter

Spannungsrückmeldungen von der Primärseite:

Benötigte Spannungsrückmeldungen von der primären Seite vor den DC/DC-Konvertern können über Optokoppler nach folgendem Prinzip in Abbildung 6.19 getätigt werden. Die Variante hat den Vorteil, dass die Optokoppler nur im Abfragemoment aktiv sind. Jedoch sind weitere Pins zur Ansteuerung notwendig. Eine Lösung zur Reduzierung der GPIO's könnte eine Ansteuerung über gemeinsame Kathode sein. Statusrückmeldungen die Schaltreaktionen nach sich ziehen sollten redundant ausgelegt werden.

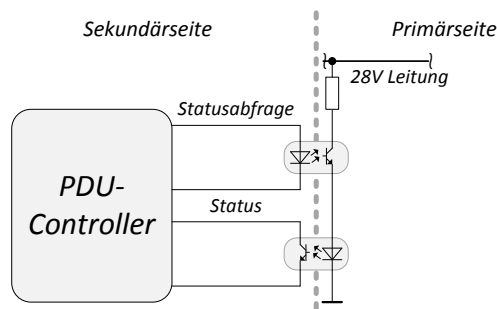


Abbildung 6.19: Spannungsrückmeldung von der Primärseite

Sekundärseitige Schalterelemente:

Eine galvanische Trennung ist außer bei den Schalterelementen für die Sonnensensoren nicht erforderlich. Die Ansteuerung der Schalter kann somit direkt wie in Kapitel 6.5.2 beschrieben mit 3,3 V oder 5 V erfolgen. Bei den Sonnensensoren sind Optokoppler erforderlich. Die elektronischen Sicherungen können über Ausschalten und wieder Einschalten rückgesetzt werden.

Spannungsrückmeldungen von der Sekundärseite:

Erforderliche Spannungsrückmeldungen von Geräten innerhalb des HNS können ohne galvanische Trennung erfolgen. Sollten bei den Sonnensensoren Rückmeldungen erforderlich sein so müssen diese über Optokoppler erfolgen.

6.6 Wirkungsgrad der HNS-PDU

Zu Projektbeginn wurde der maximale Strombedarf des HNS auf 4 A festgelegt. Dieser Wert stammt aus dem in SHEFEX II eingesetzten Navigationssystem mit einer Marge von etwa 100 %. Zu diesem Zeitpunkt befand sich der Systementwurf noch nicht in der Planungsphase. Aufgrund des Redundanzkonzeptes innerhalb sämtlicher Gerätegruppen, zusätzlicher Sensoren und Verwendung eines byzantinischen Sentinel-Netzwerkes ist die 4 A Grenze bei minimaler Versorgungsspannung nicht mehr einzuhalten. Daher wird der zu erwartende Wirkungsgrad des aktuellen Systementwurfs an dieser Stelle analytisch prognostiziert um den erforderlichen Strom bei minimaler Betriebsspannung neu festlegen zu können.

Zur Bestimmung wird der Durchschnittsverbrauch der Komponenten angenommen - inklusive Verluste der Schalter und Dioden - bei heißer Redundanz und minimaler Versorgungsspannung von 22 V. Es wird angenommen, dass sich die Leistung auf die redundanten DC/DC-Konverter ideal aufteilt und das nur die *internen 5 V Sensoren* und die *interne 5 V digitale Gerätegruppe* über ideale Dioden versorgt sind. Alle anderen Gerätegruppen werden über Schottky-Dioden versorgt.

Die Wirkungsgrade der DC/DC-Konverter wurden über Diagramme durch Interpolation ermittelt. Derzeit kann noch nicht gesagt werden, wie der durchschnittliche Leistungsbedarf der OBCs lautet. Daher wird mit voller Auslastung kalkuliert. Es wurden zusätzliche Verluste für Leitungen und Steckverbindungen von 3 % einberechnet. Eine Zusammenfassung dieser Kalkulation zeigt Tabelle 6.14.

Gerätegruppe	Typ. Verbrauch Sekundär	Summe Sekundärseite inkl. Schalter und Dioden	Wirkungsgrad ****	Leistung Konverter Primär	Gesamtverbrauch Gruppe inkl. Schalter
Interne Sensoren ±15 V	6,8 W	7,05 W	65 %	10,9 W	10,93 W
Interne Sensoren + 5V	15,3 W	15,47 W	72 %	21,5 W	21,56 W
OBC #1	10 W *	10 W *	66 %	15,2 W	15,3 W
OBC #2	10 W *	10 W *	66 %	15,2 W	15,3 W
Interne digitale Geräte +5 V	24 W	24,2 W	75 %	32,3 W	32,4 W
PDU-Controller	1 W **	1,06 W **	72 %	1,47 W	1,53 W
Externe Sensoren	0,24 W	0,27 W	59 %	0,46 W	0,51 W
PDU-Monitor	-	-	-	-	0,08 W
Summe ***	66,34 W ***		Verluste EMI-Filter		2 W
			Summe + 3% Zusatzverluste:		102,6W
			Marge:		20%
			Leistungsbedarf HNS:		123,1 W
			Summenstrom:		5,60 A

Tabelle 6.14: Ermittlung des erforderlichen Stromes zur Versorgung des HNS bei minimaler Versorgungsspannung

* Durchschnittsverbrauch liegt von Aeroflex/Gaisler noch nicht vor, es wird angenommen der Konverter arbeitet unter voller Last.

** Annahme, PDU-Controller befindet sich noch in Entwicklung.

*** Nur Geräte, PDU-Controller und PDU-Monitor nicht eingeschlossen.

**** Aus den Datenblättern der DV-Serie von AVT interpoliert.

Nach dem jetzigen Systementwurf empfiehlt es sich einen Summenstrom von mindestens $5,6\text{ A}$ zur sicheren Leistungsversorgung zu beantragen. Die gesamte HNS-PDU weist unter den gegebenen Umständen bei 22 V einen Wirkungsgrad von $64,7\%$ auf.

Eine exakte Aussage kann getroffen werden wenn die noch in Entwicklung befindlichen Ethernet Switches, das byzantinische Sentinel-Netzwerk, Accelerometer und der PDU-Controller sowie das GPS-System fertiggestellt sind. Die exakten Leistungsdaten der OBCs fehlen ebenfalls noch.

Die Star Tracker wurden in der Kalkulation nicht berücksichtigt da diese eigene Versorgungsleitungen haben. Daher wird noch kurz erwähnt, dass pro Star Tracker eine maximale Leistung von 11 W bei 22 V zur Verfügung steht.

7 Testen der Elektronikkomponenten

In diesem Kapitel sollen die erstellten Hardwarekomponenten aus Kapitel 6 getestet werden. Es wird zunächst der Versuchsaufbau beschrieben, danach erfolgen die Messungen an den Elektroniken. Abschließend erfolgt eine Betrachtung der Messergebnisse.

7.1 Beschreibung des Versuchsaufbaus

Zum Testen der Hardware wurde ein Breadboard nach Abbildung 7.1 aufgebaut. Für alle entworfenen Elektronikkomponenten wurden Platinen angefertigt, diese sind wie in der Abbildung miteinander verdrahtet. Die DC/DC-Konverter von VPT konnten in dem Zeitrahmen nicht beschafft werden, daher werden im Versuchsaufbau DC/DC-Konverter der JCK-Serie von XP-Power verwendet (+5V/12A/60W und $\pm 15V/0,5A/15W$). Für die Versuche standen zwei elektronische Lastnachbildungen zur Verfügung (TTi LD300 und EA-EL3160-60).

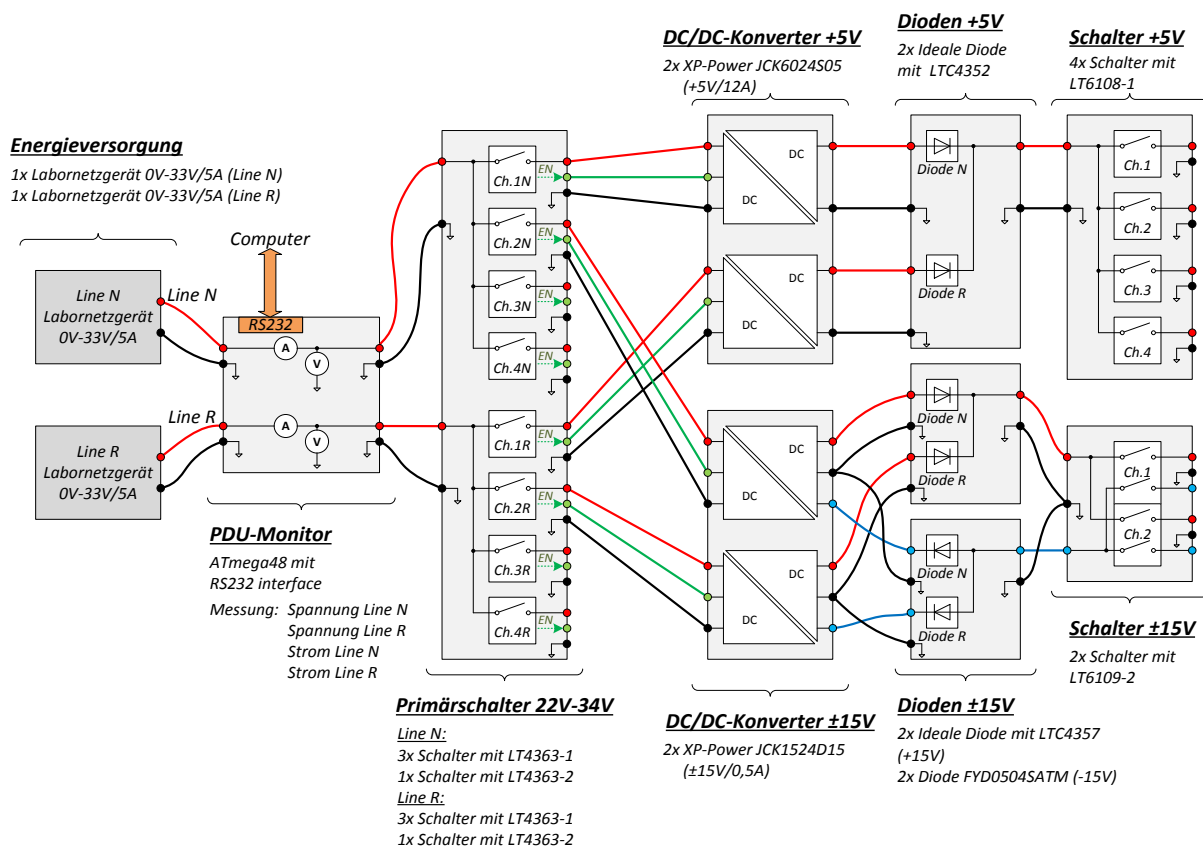


Abbildung 7.1: Skizze des Versuchsaufbaus zum Testen der Hardwarekomponenten

7.2 Kalibrierung des PDU-Monitors

Bei Inbetriebnahme des PDU-Monitors vielen leichte Abweichungen bei der Spannungsmessung auf sowie größere Abweichungen bei der Strommessung. Die Messfehler wurden mittels Referenzmessgerät ermittelt und mit der softwareseitig implementierten Korrekturtabelle kalibriert. Abbildung 7.2 zeigt die Messfehler bei Spannungsmessung der Zuleitungen N und R vor und nach der Korrektur. Der maximale Messfehler liegt bei 50 mV (1Bit), bzw. 0,1 % vom Messbereichsendwert. Zur Referenzmessung diente ein Agilent34410A.

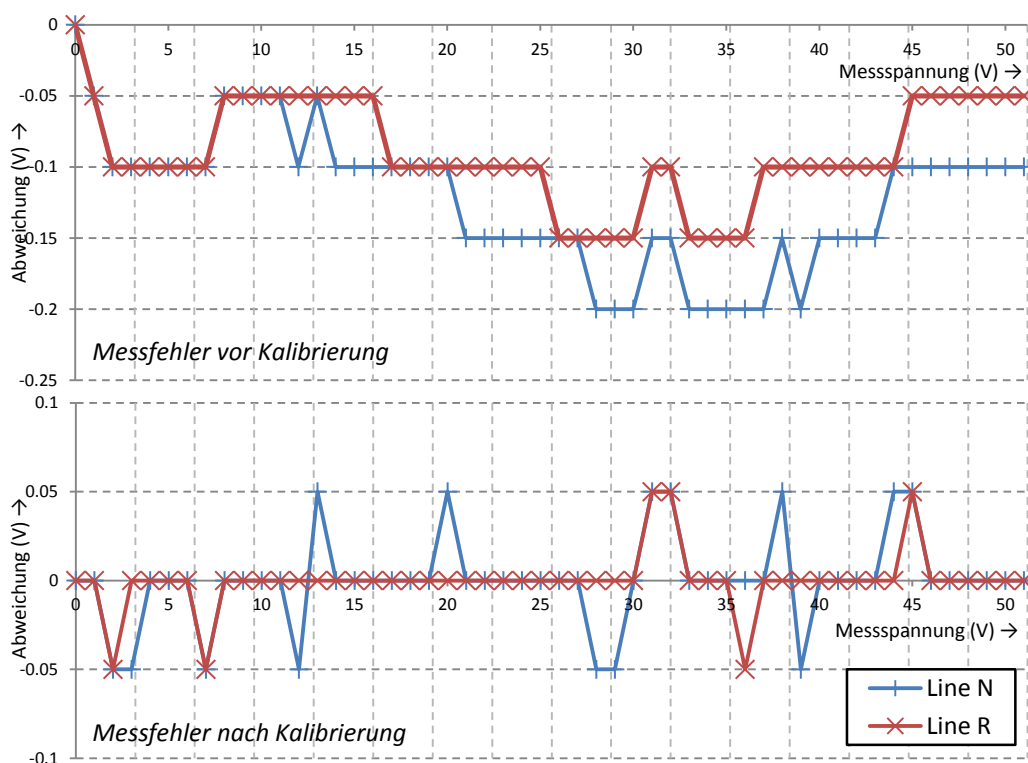


Abbildung 7.2: Messfehler bei Spannungsmessung vor- und nach Kalibrierung

Bei der Strommessung traten größere Abweichungen und Nichtlinearität auf, siehe Abbildung 7.3. Die hohen Messfehler kommen vor allem bei niedrigen Strömen zustande durch den sehr niedrig gewählten Shunt von 5 mΩ. Der Messfehler ist im Bereich < 300 mA trotz Korrekturtabelle recht hoch, danach beträgt die maximale Abweichung jedoch nur noch max. 5 mA (1Bit) in Bezug auf das Referenzstrommessgerät TENMA72-7730.

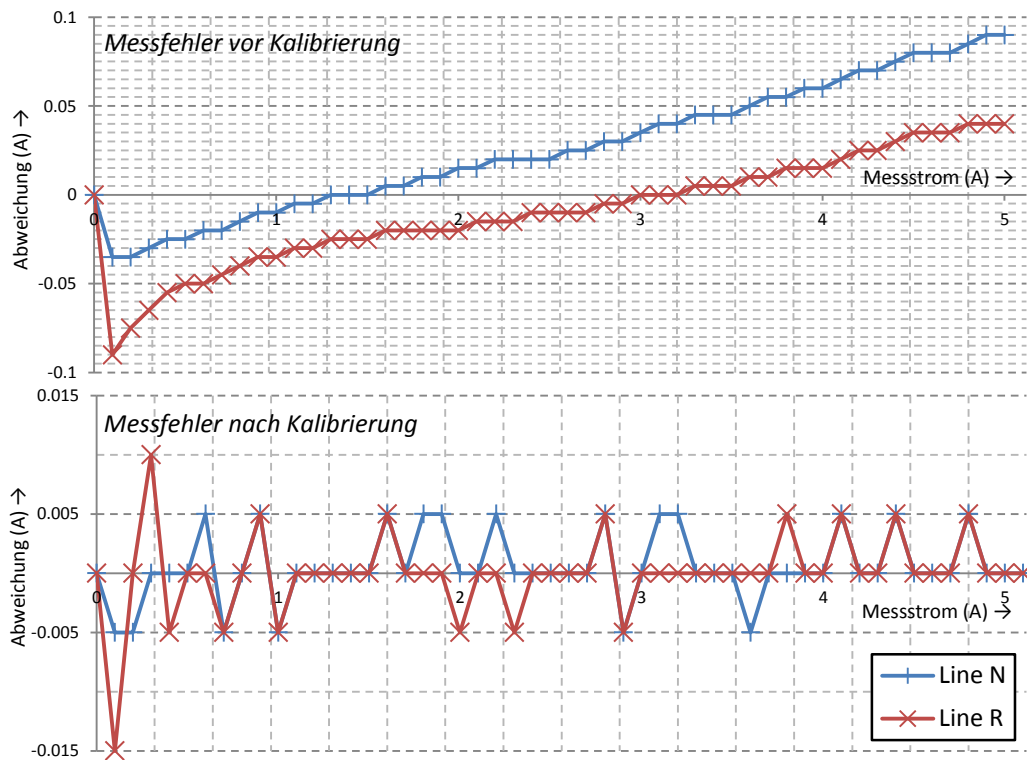


Abbildung 7.3: Messfehler bei Strommessung vor- und nach Kalibrierung

Abbildung 7.4 zeigt eine Histogrammanalyse der Spannungsmessung über einen Zeitraum von 3 Minuten bei konstanter Eingangsspannung auf Line N. Es ist zu erkennen dass der Messwert ohne weitere digitale Nachbearbeitung bereits nahezu rauschfrei dargestellt wird. Die hochohmige Auslegung der Spannungsteiler ist daher akzeptabel.

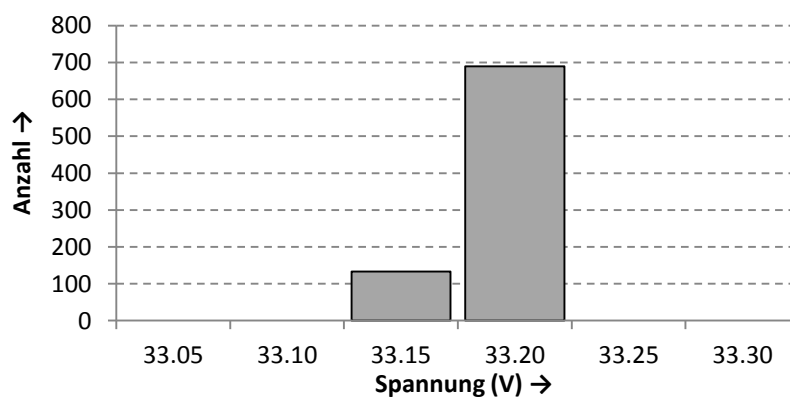


Abbildung 7.4: Histogrammanalyse Spannungsmessung auf Line N

7.3 Messungen an den primärseitigen 22 V-34 V Schaltern

Der Versuchsaufbau sowie die gemessenen Spannungen und Ströme sind in Abbildung 7.5 zu sehen.

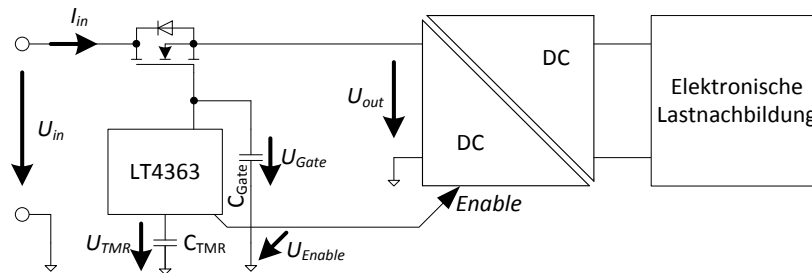


Abbildung 7.5: Versuchsaufbau für Messungen am Primärschalter

Nachfolgend sind in Abbildung 7.6 bis Abbildung 7.11 die Oszillogramme abgebildet, Beschreibungen siehe Bildunterschriften. Die Konfiguration lautet:

$$\begin{aligned} C_{TMR} &= 47 \text{ nF} && \text{(Bei Kurzschlussmessung auf } 1 \mu\text{F erhöht)} \\ C_{Gate} &= 47 \text{ nF} \\ R_{SHUNT} &= 50 \text{ m}\Omega && \text{(Strombegrenzung auf } 1 \text{ A)} \end{aligned}$$

Zwei repräsentative Einschaltvorgänge sind nachfolgend zu sehen. In Abbildung 7.6 ist das Einschalten eines +5V-DC/DC-Konverters mit 2 A Last am Ausgang zu sehen. Zunächst werden die Ausgangskondensatoren mit einem Strom von ca. 120 mA aufgeladen. Beim Erreichen der Ausgangsspannung wird der DC/DC-Konverter aktiviert. Die Strombegrenzung springt kurzzeitig ein. Die Eingangsspannung bleibt unbeeinflusst vom Einschaltvorgang. In Abbildung 7.7 wird ein Einschaltvorgang mit 6A Last am DC/DC-Konverter getätigt. Der Betriebsstrom befindet sich nahezu an der Stromgrenze. Zum Vergleich ist in Abbildung 7.8 ein einfacher Einschaltvorgang mit P-MOSFET zu sehen. Der Spitzenstrom beträgt kurzzeitig 37 Ampere, die Eingangsspannung sinkt in diesem Zeitraum um etwa 5 Volt.

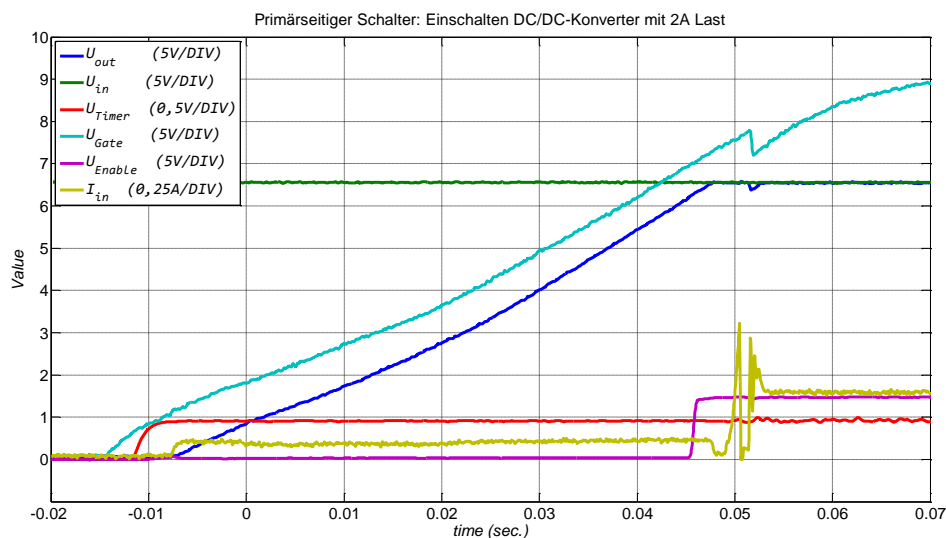


Abbildung 7.6: Einschaltvorgang mit 2 A Last am Ausgang des +5 V DC/DC-Konverter

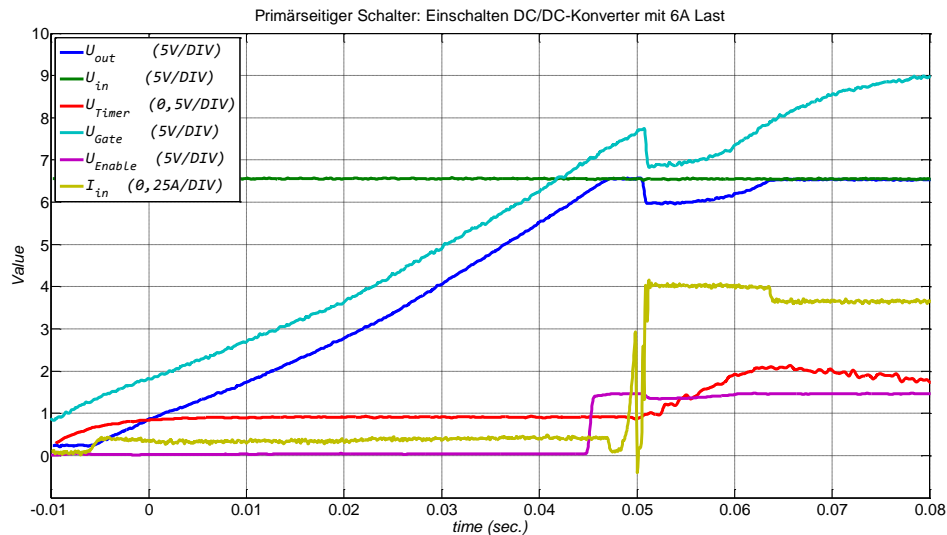


Abbildung 7.7: Einschaltvorgang mit 6 A Last am Ausgang des +5 V DC/DC-Konverter

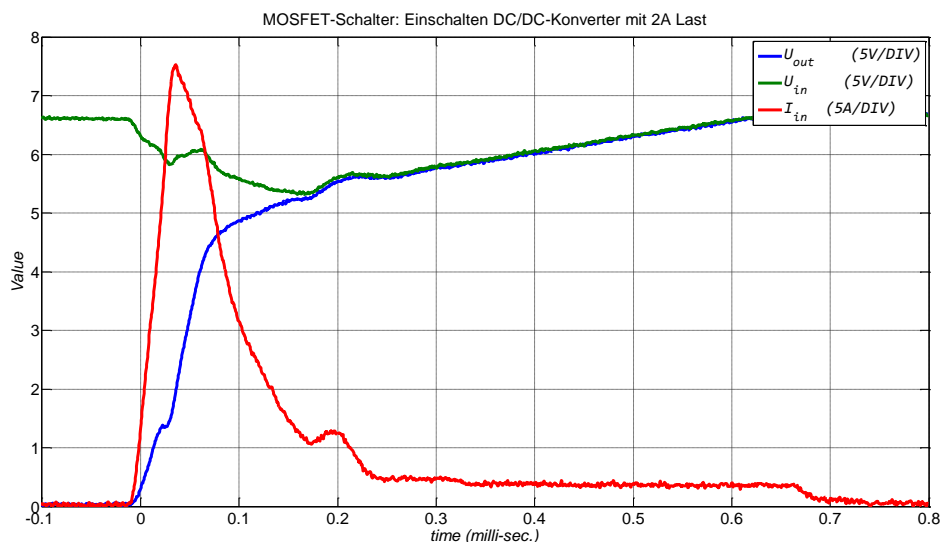


Abbildung 7.8: Zum Vergleich: Einschaltvorgang mit P-MOSFET, 2 A Last am Ausgang des +5 V DC/DC-Konverters

Bei den nächsten beiden Abbildungen wird eine Fehlabschaltung aufgrund eines Kurzschlusses am Ausgang des Schalters gezeigt. Der Timer-Kondensator wurde auf $1\mu F$ erhöht um die Strombegrenzung besser betrachten zu können. In der Zoomansicht ist ebenfalls zu sehen, dass die Eingangsspannung und somit der Versorgungsbus von dem Kurzschluss absolut unbeeinflusst bleibt. Die Strombegrenzung wird vom Controller auf $0,5\text{ A}$ halbiert sobald die Ausgangsspannung $< 2\text{ V}$ beträgt.

In der dritten nachfolgenden Abbildung wird ein Lastsprung von 0 A auf 10 A am Ausgang des DC/DC-Konverters getätigt. Infolge des Strombedarfs von mehr als 1 A tritt die Strombegrenzung in Kraft. Die restliche Energie des Kondensators reicht zusammen mit der Strombegrenzung nicht aus um den Betrieb aufrecht zu erhalten. Infolgedessen schaltet der Konverter bei zu geringer Spannung ab. Nach Abschalten steigt die Spannung mit der Strombegrenzung wieder an und der Konverter startet erneut. Dies passiert zweimal bis der Timer-Kondensator die Spannung von $1,375\text{ V}$ erreicht und abschaltet.

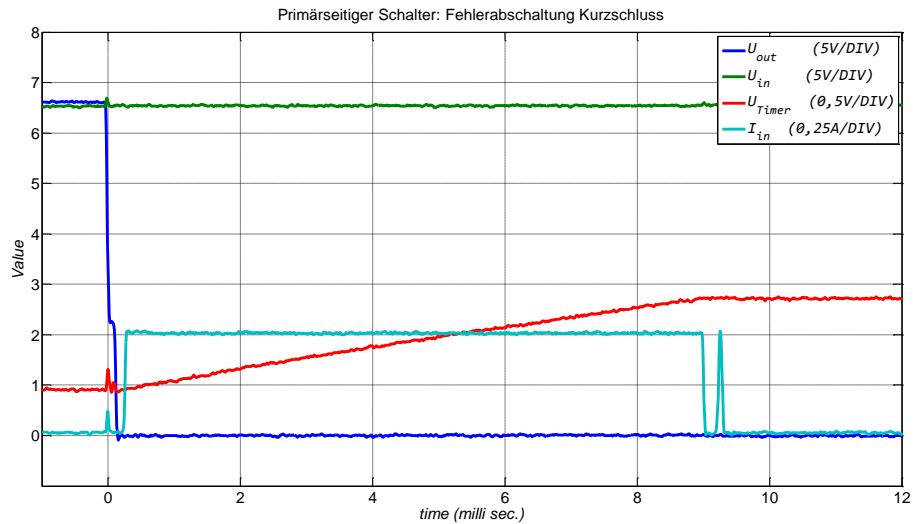


Abbildung 7.9: Fehlerabschaltung bei Kurzschluss am Ausgang des Schalters

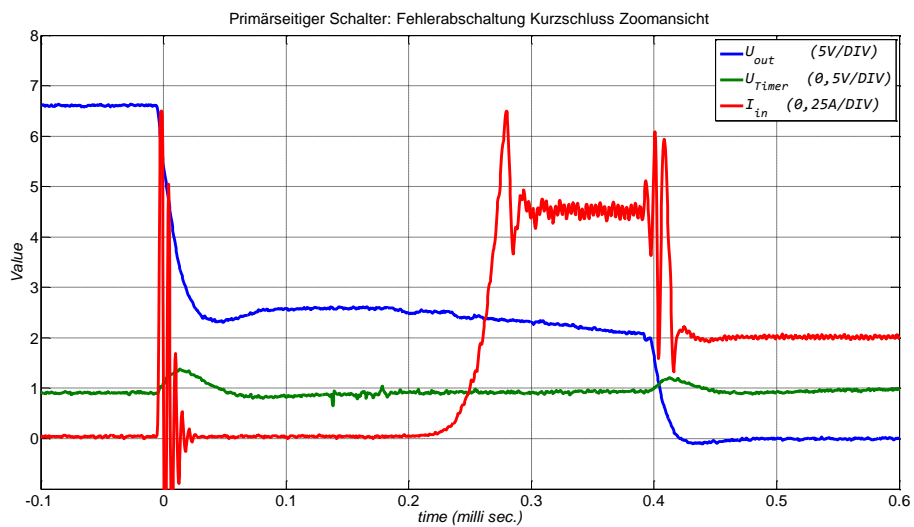


Abbildung 7.10: Fehlerabschaltung bei Kurzschluss am Ausgang des Schalters (Zoomansicht)

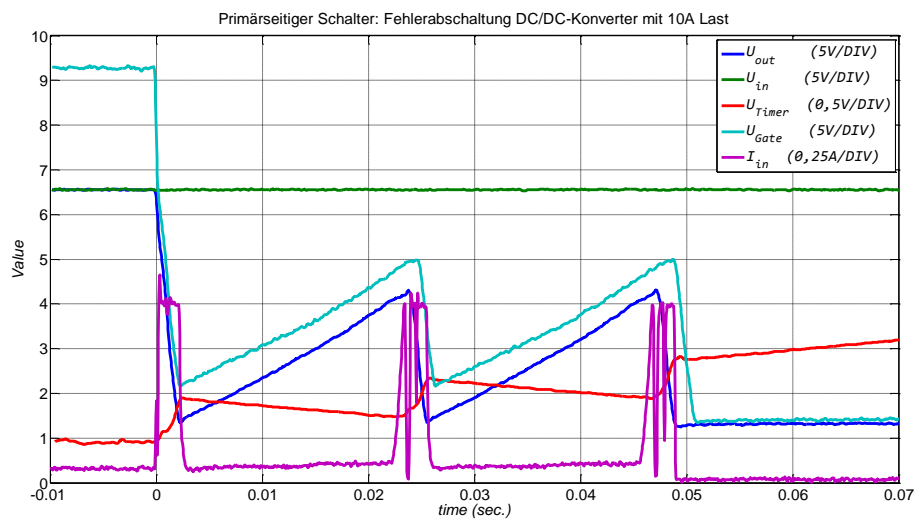


Abbildung 7.11: Fehlerabschaltung bei Lastsprung auf 10A am Ausgang des +5 V DC/DC-Konverters

7.4 Diode-OR mit parallelen DC/DC-Konvertern

Der Versuchsaufbau zum Testen der Dioden ist in Abbildung 7.12 zu sehen. Es wurden an den drei aufgebauten Dioden für 5 V, 15 V und –15 V die folgenden Messungen durchgeführt:

- Zuschalten beider Konverter gleichzeitig bei inaktivem System
- Zuschalten der Line N, wenn Line R bereits aktiv ist.
- Kurzschluss am Eingang der Diode N bei redundanter Versorgung.
- Reaktionen auf Lastsprünge bei redundanter Versorgung

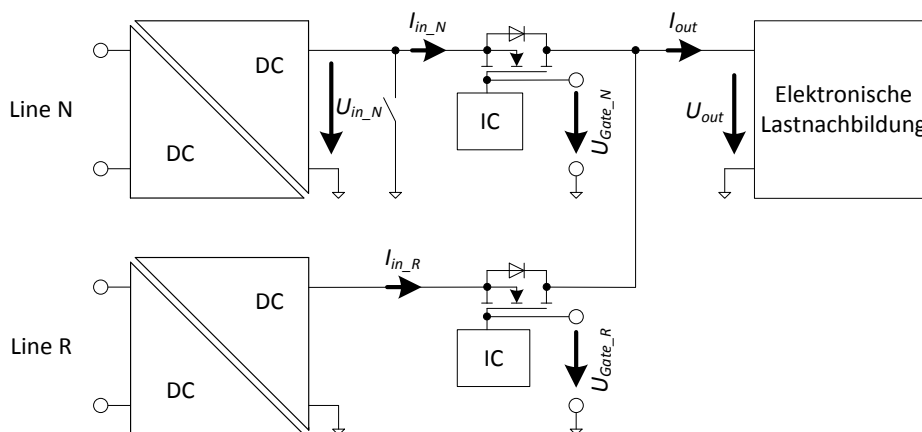


Abbildung 7.12: Versuchsaufbau für Messungen an den Dioden

Ideale Dioden mit LTC4352 für +5 V Ebene

Nachfolgend werden Messungen an den +5V Dioden mit zwei +5V/12A/60W DC/DC-Konvertern durchgeführt.

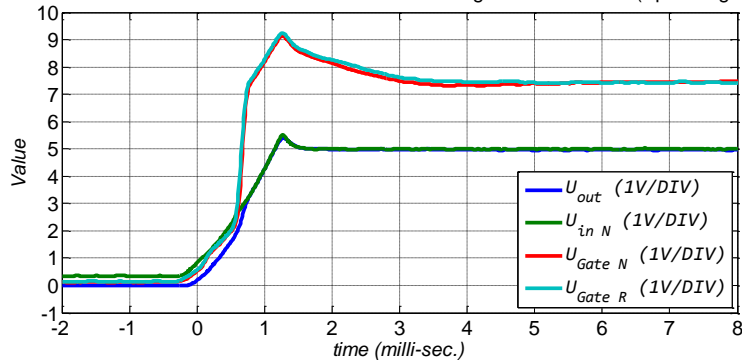
In Abbildung 7.13 werden beide Konverter zum selben Zeitpunkt aktiviert. Es fällt zu Beginn die unsymmetrische Stromaufteilung aufgrund von Regelvorgängen der Konverter auf, die sich nach 5 ms ausgleicht.

In Abbildung 7.14 ist der Eingangsvorgang von Line N bei bereits über Line R versorgtem System bei 8A Last zu sehen. Es fallen negativ die Regelvorgänge der DC/DC-Konverter auf. Der zugeschaltete Konverter übernimmt zunächst den gesamten Strom, erst dann teilt sich der Strom auf beide Konverter auf. Es fließt kurzzeitig ein Rückstrom von Line N nach Line R.

Abbildung 7.15 zeigt einen Kurzschluss am Eingang der Diode N. Die Gate-Spannung wird in sehr kurzer Zeit heruntergeregelt. Am Versorgungsbuss tritt in dieser Zeit ein Spannungsabfall von etwa 0,3 V ein. Es ist ebenfalls ein kurzer Rückstrom von Line R nach Line N zu sehen.

In Abbildung 7.16 wird ein Lastsprung von +10 A gezeigt, da sich beim Einschalten Probleme bezüglich der Stromaufteilung aufgrund von Regelvorgängen ergaben. Wird das System bereits vorbelastet, so treten in den Messungen keine Probleme bezüglich Oszillationen auf.

Ideale Diode LTC4352: Einschalten beider Konverter zugleich bei 2A Last (Spannungsverläufe)



Ideale Diode LTC4352: Einschalten beider Konverter zugleich bei 2A Last (Stromverläufe):

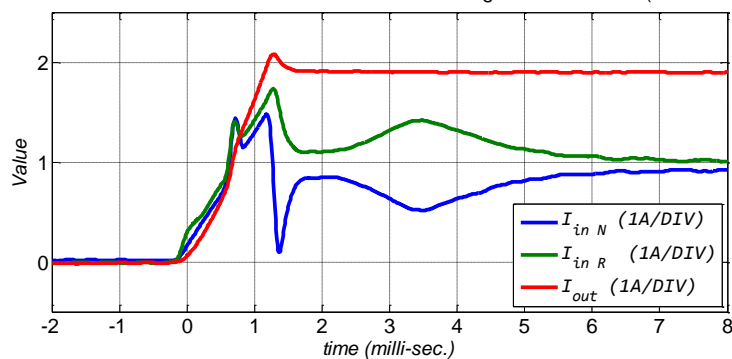
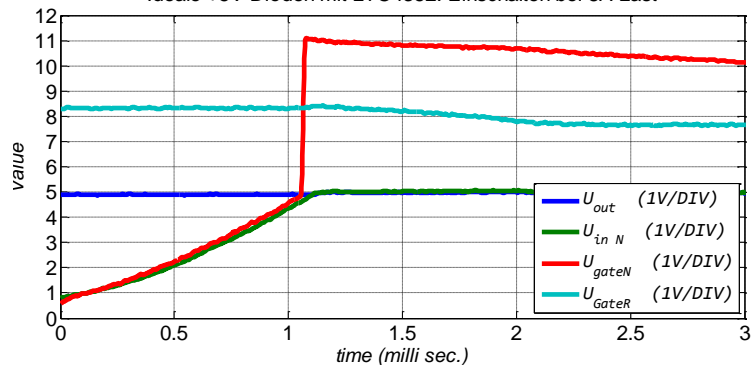


Abbildung 7.13: Diode mit LTC4352; Einschalten beider DC/DC-Konverter zugleich bei 2A Last (Messung a)

Ideale +5V Dioden mit LTC4352: Einschalten bei 8A Last



Ideale +5V Dioden mit LTC4352: Einschalten bei 8A Last (Ströme)

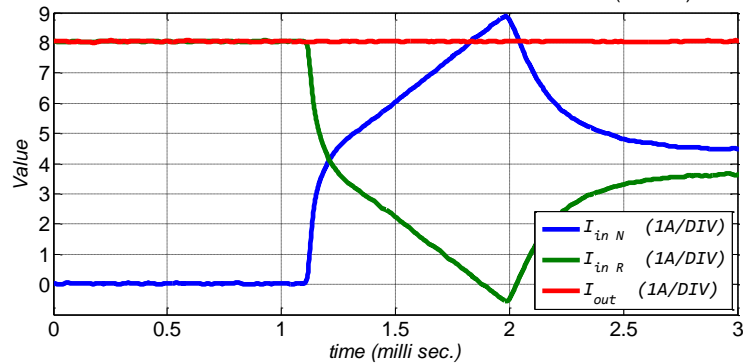


Abbildung 7.14: Zuschalten der Line N bei aktivem System mit 8A Last (Messung b)

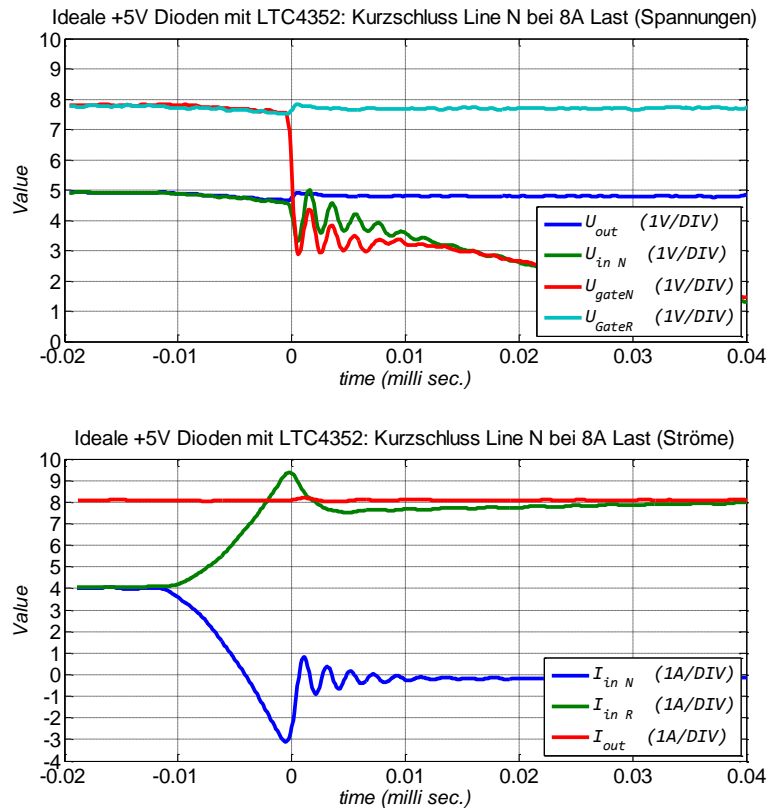


Abbildung 7.15: Reaktion auf Kurzschluss am Eingang von Diode N bei 8 A Last (Messung c)

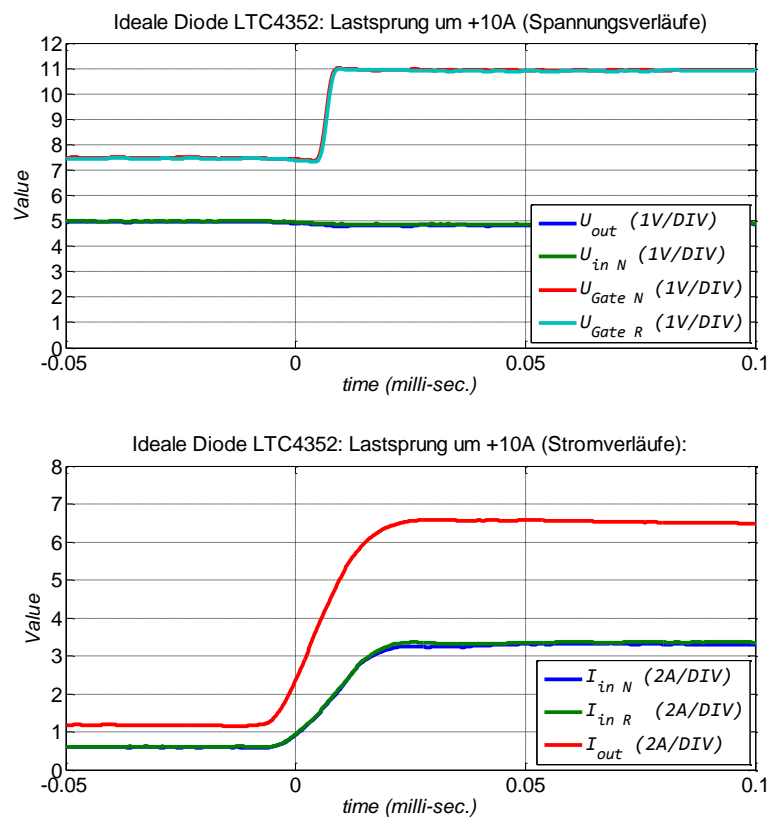


Abbildung 7.16: Lastsprung um +10 A (Messung d)

Ideale Dioden mit LTC4357 für +15 V Ebene

Nachfolgend werden Messungen an den +15V Dioden mit zwei +15V/0.5A/15W DC/DC-Konvertern durchgeführt.

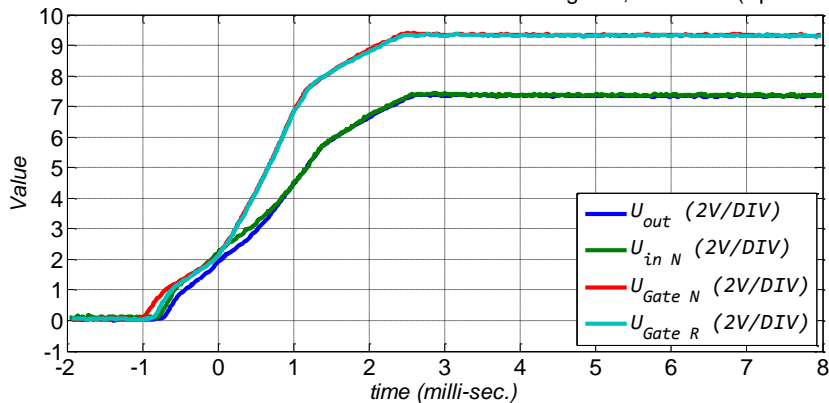
Abbildung 7.17 zeigt den Einschaltvorgang beider Konverter zum selben Zeitpunkt mit 0,6 A Last. In beiden Fällen ist eine unsymmetrische Stromaufteilung und kurze Oszillation der Ströme zu erkennen. Der Konverter von Line R startet etwas später als der von Line N.

Abbildung 7.18 zeigt das Zuschalten von Line N, wenn Line R bereits das System versorgt. Es ergeben sich unerwünschte Oszillationen die nach 10 ms abklingen. Die Ursache liegt in den Regelvorgängen der Konverter. Dieses Verhalten trat nicht nur bei Einschaltvorgängen auf, sondern auch bei Lastsprüngen von 0A beginnend (hier nicht dargestellt). Bei Lastsprüngen mit leichter Vorbelastung wie z.B. 50mA treten derartige Oszillationen nicht auf.

In Abbildung 7.19 wird ein Kurzschluss Eingangsseitig von Diode N gezeigt. In dem Stromdiagramm fällt auf, dass ein kurzer Rückstrom von 400 mA über Line R nach Line N fließt. Der Versorgungsbus ist vor dem Kurzschluss geschützt.

Abbildung 7.20 zeigt einen Lastsprung von 50 mA nach 550 mA. Wie bereits beschrieben erfolgen bei leichter Vorbelastung keine Oszillationen.

Ideale Diode LTC4357: Einschalten beider Konverter zugleich, 0.6A Last (Spannungen)



Ideale Diode LTC4357: Einschalten beider Konverter zugleich, 0.6A Last (Ströme):

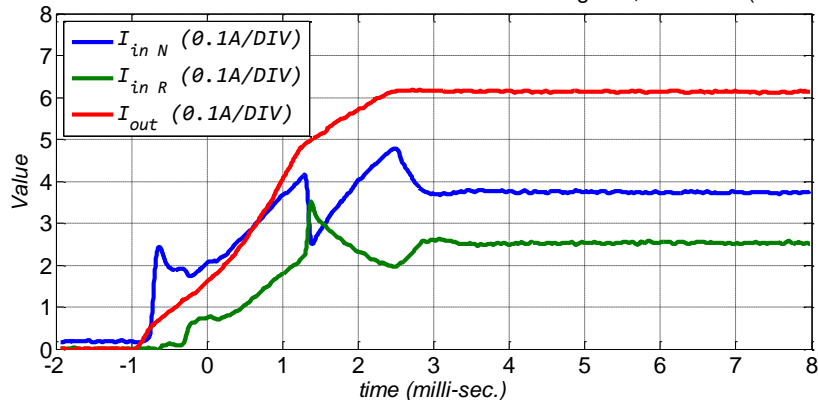


Abbildung 7.17: Diode mit LTC4357; Einschalten beider DC/DC-Konverter zugleich (Messung a)

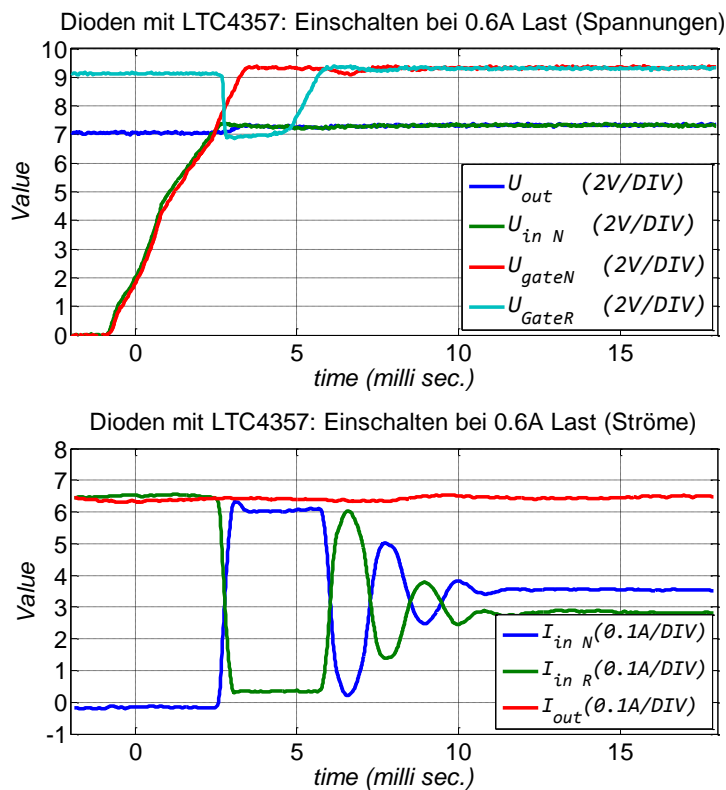


Abbildung 7.18: Zuschalten der Line N bei aktivem System mit 0.6A Last (Messung b)

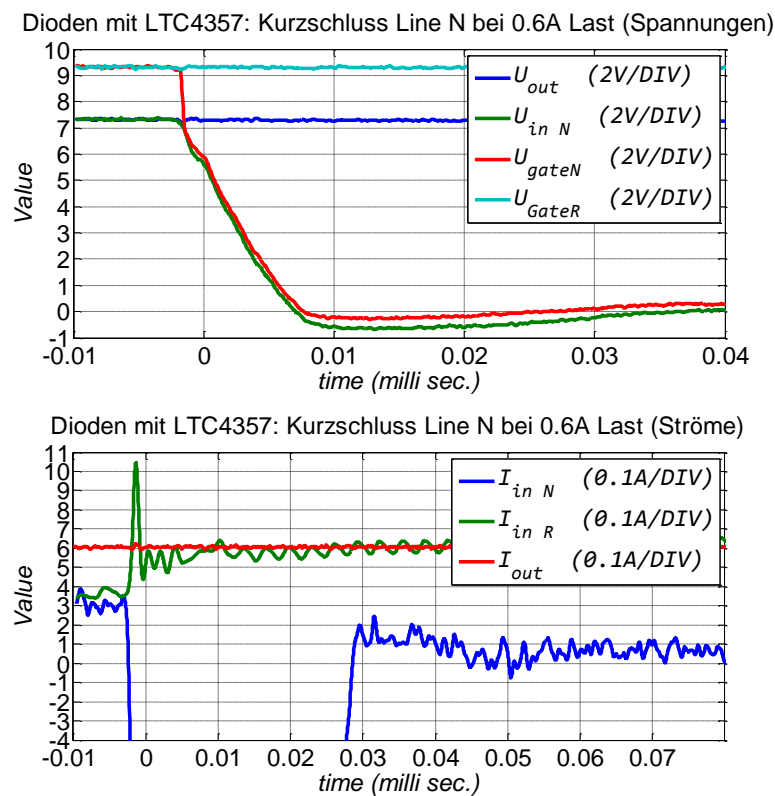


Abbildung 7.19: Reaktion auf Kurzschluss am Eingang von Diode N bei 0.6 A Last (Messung c)

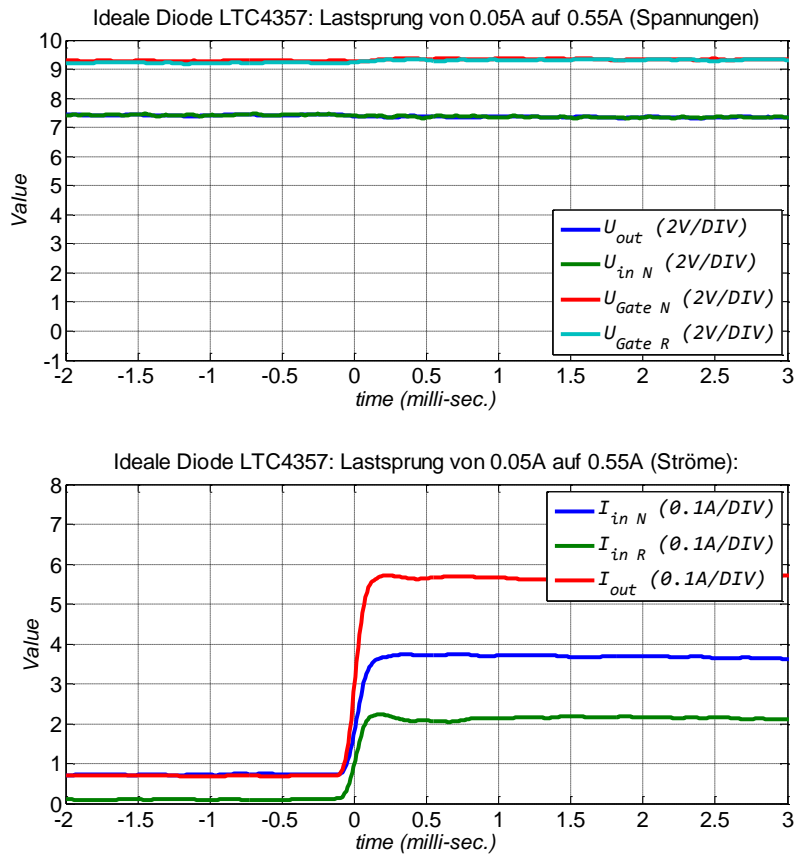


Abbildung 7.20: Lastsprung um +0.5 A (Messung d)

Schottky Dioden FYD0504SATM für -15 V Ebene

Abschließend werden Messungen an den -15V Schottky-Dioden mit den zwei +15V/0.5A/15W DC/DC-Konvertern durchgeführt.

Abbildung 7.21 zeigt den Einschaltvorgang beider Konverter zugleich bei 0,6A Last. Es ergibt sich ein ähnliches Bild wie bei den Messungen an den +15V Dioden, eine unsymmetrische Lastaufteilung und leichtes Oszillieren. Der Konverter von Line R startet einen kurzen Augenblick später.

Abbildung 7.22 zeigt das Zuschalten von Line N bei bereits aktiver Line R. Es ergeben sich bei Verwendung von Schottky Dioden geringere Oszillationen im Vergleich zu den idealen +15V Dioden.

In Abbildung 7.23 wird bei 600 mA Last ein direkter Kurzschluss am Eingang der Diode N getätigt. Wie zu erwarten ist, treten bei Verwendung der Schottky-Dioden keine Probleme auf. Es sind Schwingungen aufgrund der Leitungs-Induktivitäten zu erkennen.

Abbildung 7.24 zeigt abschließend das Verhalten bei einem Lastsprung von 0 A nach 0,6 A. Es treten hier keine Oszillationen auf, jedoch ergibt sich wieder eine unsymmetrische Lastaufteilung.

Schottky-Diode: Einschalten beider Konverter gleichzeitig, 0.6A Last

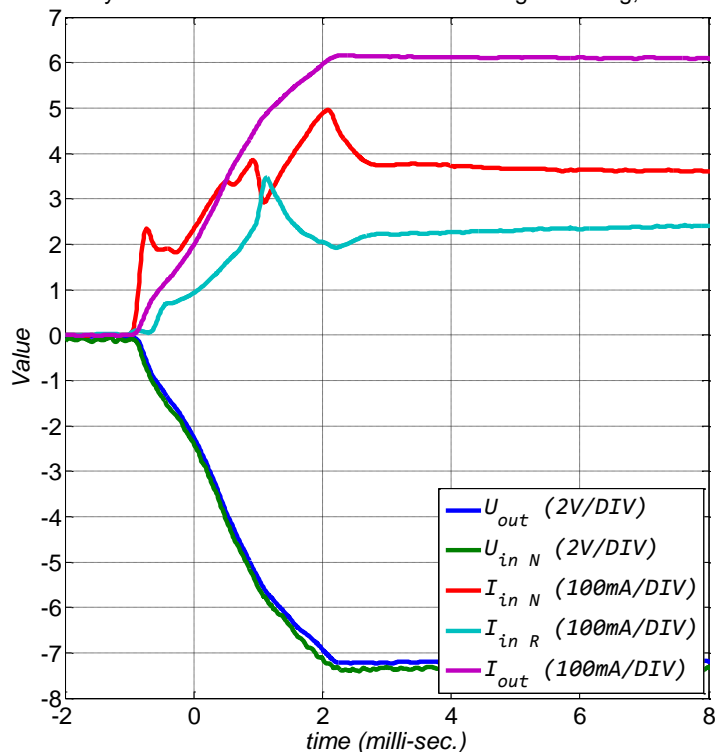
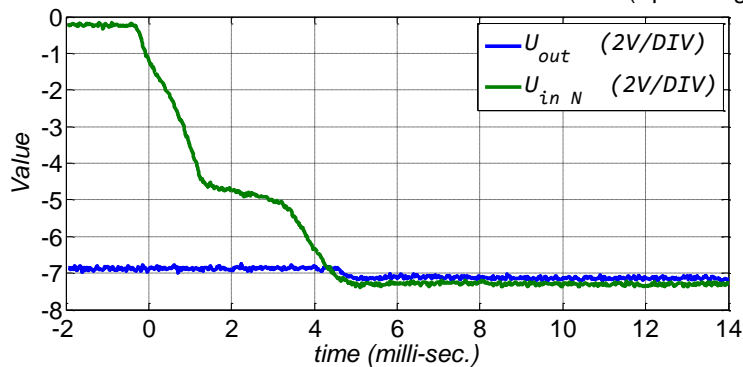


Abbildung 7.21: Schottky-Diode; Einschalten beider DC/DC-Konverter zugleich (Messung a)

-15V Dioden FYD0504SATM: Einschalten bei 0.6A Last (Spannungen)



-15V Dioden FYD0504SATM: Einschalten bei 0.6A Last (Ströme)

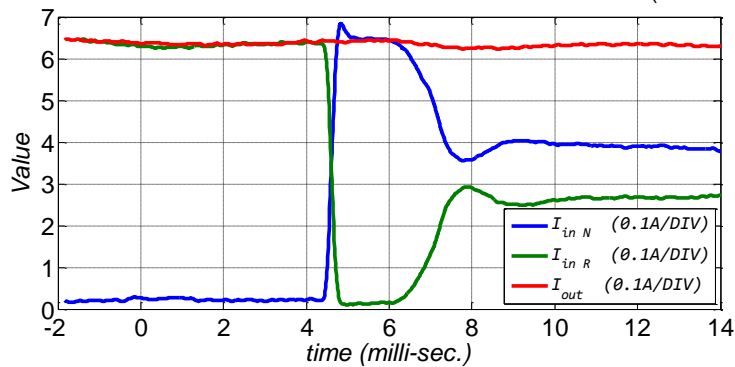
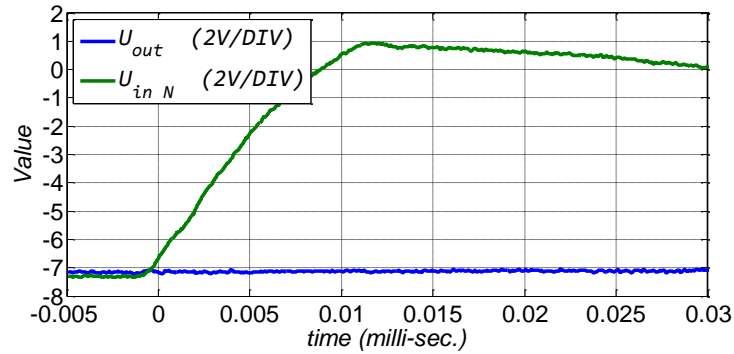


Abbildung 7.22: Zuschalten der Line N bei aktivem System mit 0.6A Last (Messung b)

-15V Dioden FYD0504SATM: Kurzschluss Line N bei 0.6A Last (Spannung)



-15V Dioden FYD0504SATM: Kurzschluss Line N bei 0.6A Last (Ströme)

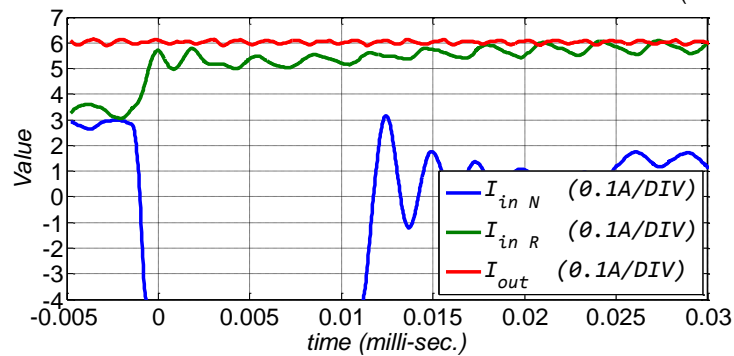


Abbildung 7.23: Reaktion auf Kurzschluss am Eingang von Diode N bei 0.6 A Last (Messung c)

Schottky-Diode: Lastsprung von 0A auf 0.6A

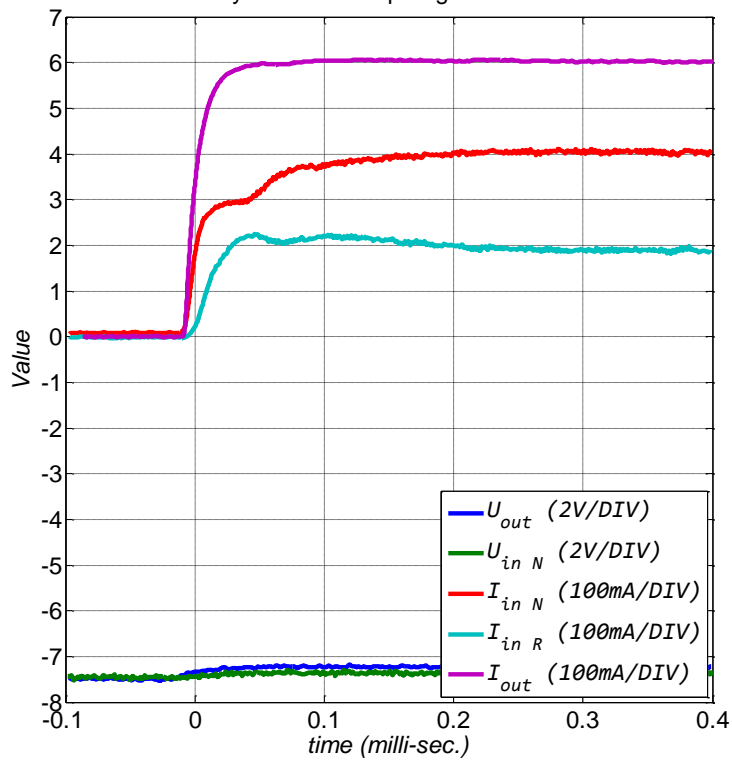


Abbildung 7.24: Lastsprung um +0.6 A (Messung d)

7.5 Testen der sekundärseitigen +5 V und ± 15 V Schalter

Den Messaufbau zum Testen der Schalter zeigt Abbildung 7.25. Es werden zwei Messungen durchgeführt:

- Starker Lastsprung an der elektronischen Lastnachbildung mit unzulässig hohem Strom
- Direkter Kurzschluss am Ausgang des Schalters

Der +5V Schalter wurde mit 0,9A Sicherungsstrom konfiguriert, der ± 15 V Schalter mit 0,2A Sicherungsstrom. Eine leichte Überstromsituation erschien in den Messungen uninteressant, daher werden hier nur die Extremsituationen gezeigt.

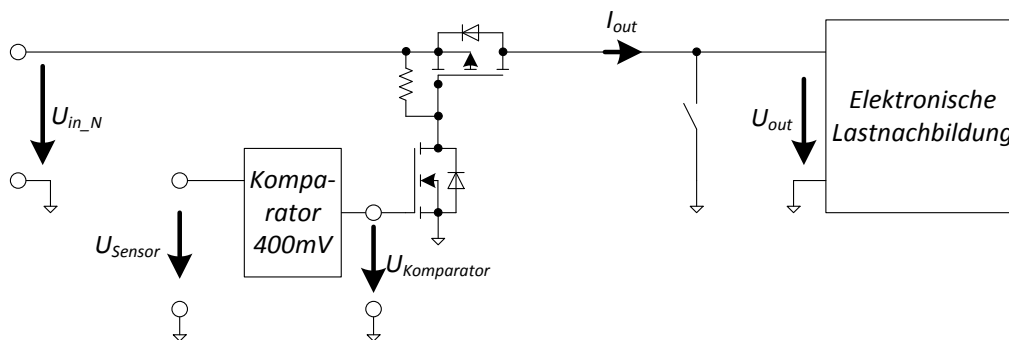


Abbildung 7.25: Versuchsaufbau für Messungen an den Schaltern

Messungen am Schalter für +5V Ebene

Abbildung 7.26 zeigt einen Lastsprung auf eingestellte 50A. Aufgrund des hohen Stromes sinkt die Eingangsspannung. Infolge dessen wird der MOSFET bereits hochohmiger und es bildet sich eine Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang von bis zu 0,8 V. Der Komparator reagiert in dieser Konfiguration nach 40 μ s. Dann wird der MOSFET gesperrt und die Spannung auf dem Versorgungsbus erholt sich von diesem Vorgang.

In Abbildung 7.27 wurde ein direkter Kurzschluss auf der Platine getätigt. Daher wird kein Ausgangsstrom angezeigt. Die Reaktion des Komparators dauert 22 μ s. Es entsteht der zuvor beschriebene Effekt, der MOSFET wird aufgrund des Spannungseinbruchs der Versorgungsspannung aufgrund der reduzierten Gate-Source Spannung hochohmiger. Die Versorgungsspannung bricht in diesem Zeitraum auf 3 V ein und erholt sich innerhalb von 70 μ s.

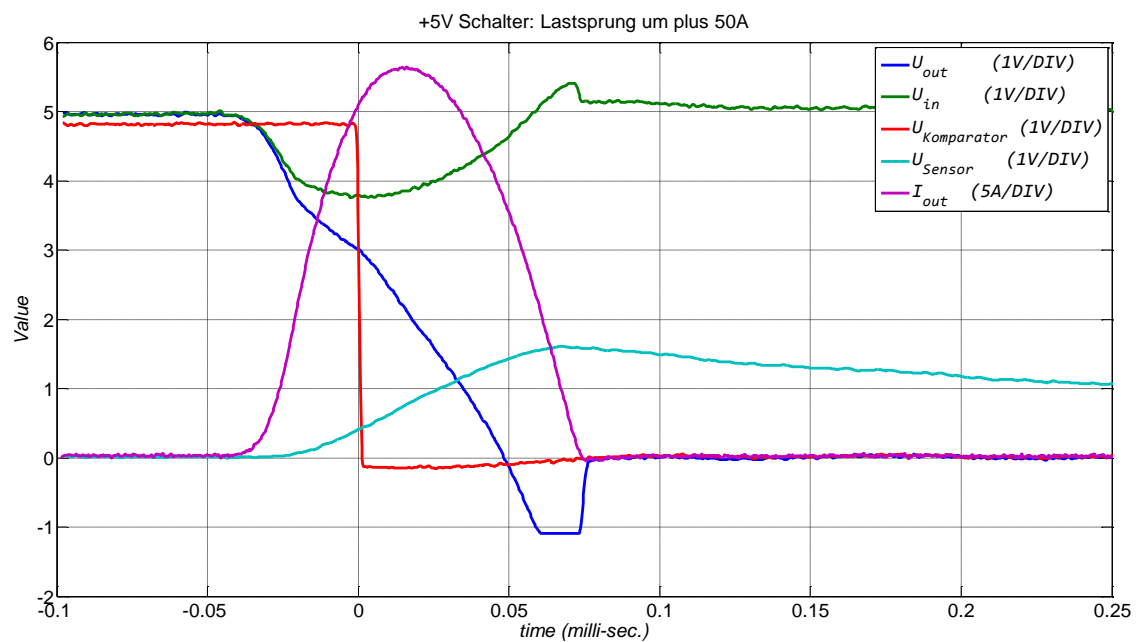


Abbildung 7.26: +5V Schalter; Lastsprung um 50A an der Lastnachbildung (Messung a)

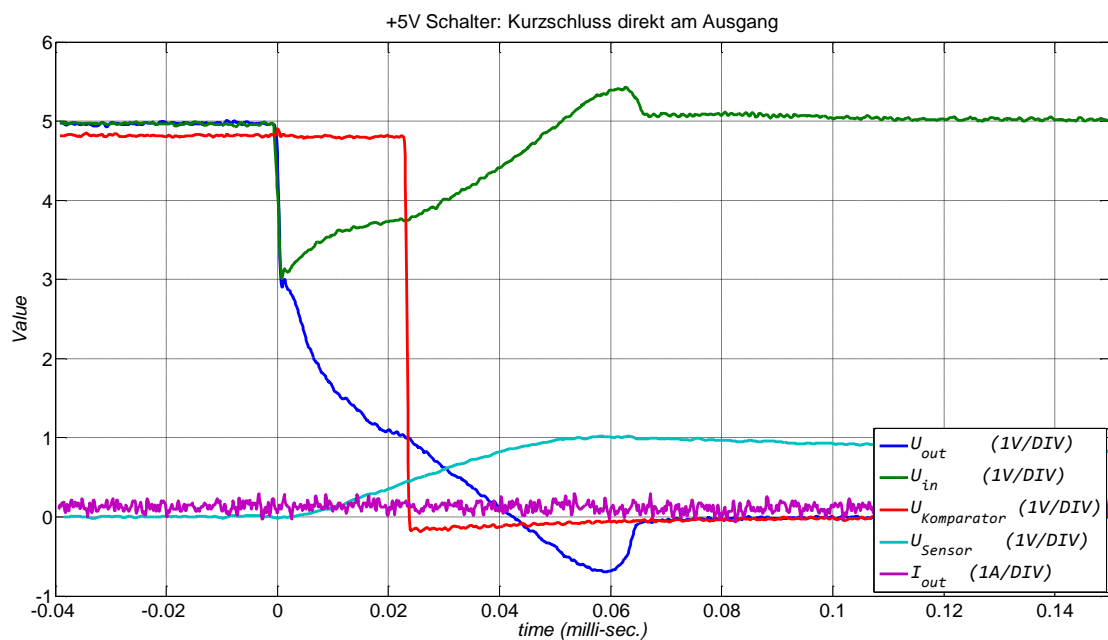


Abbildung 7.27: +5V Schalter; Direkter Kurzschluss am Ausgang (Messung b)

Messungen am Schalter für +15V Ebene

Abbildung 7.28 zeigt einen Lastsprung von 0,1 A auf 10 A. Das vollständige Abschalten des MOSFETs dauert nach Umschalten des Komparators noch 0,2 ms. In dieser Zeit bricht die Versorgungsspannung auf 12 V ein.

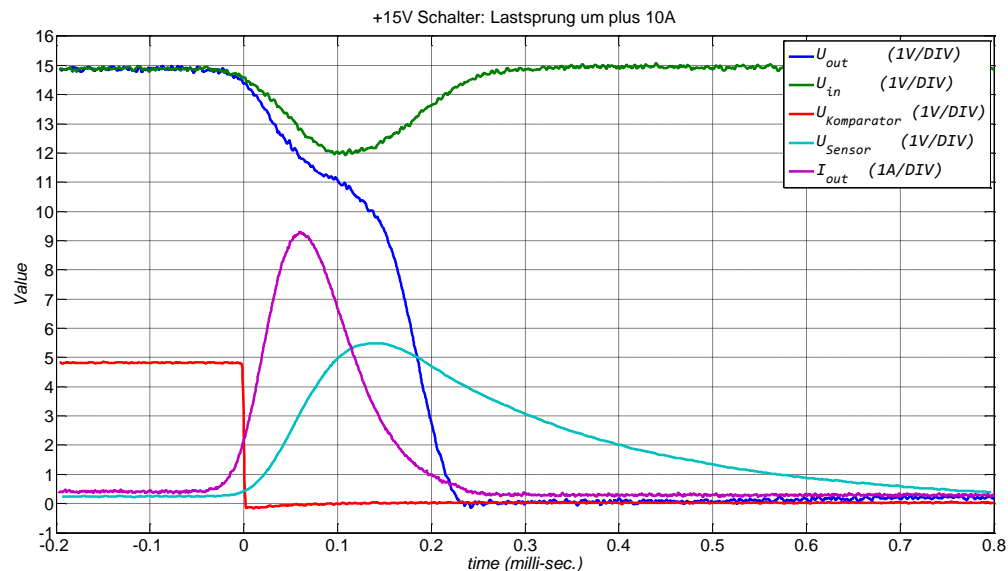


Abbildung 7.28: +15V Schalter; Lastsprung um 10A an der Lastnachbildung (Messung a)

In Abbildung 7.29 wurde wieder ein Kurzschluss direkt auf der Platine getätigt. Der Ausgangsstrom ist daher 0 A. Das Ausschalten des MOSFET dauert zu lange um den Versorgungsbus zu schützen. Die Eingangsspannung sinkt auf 2 V ab und benötigt 0,7 ms um sich zu erholen.

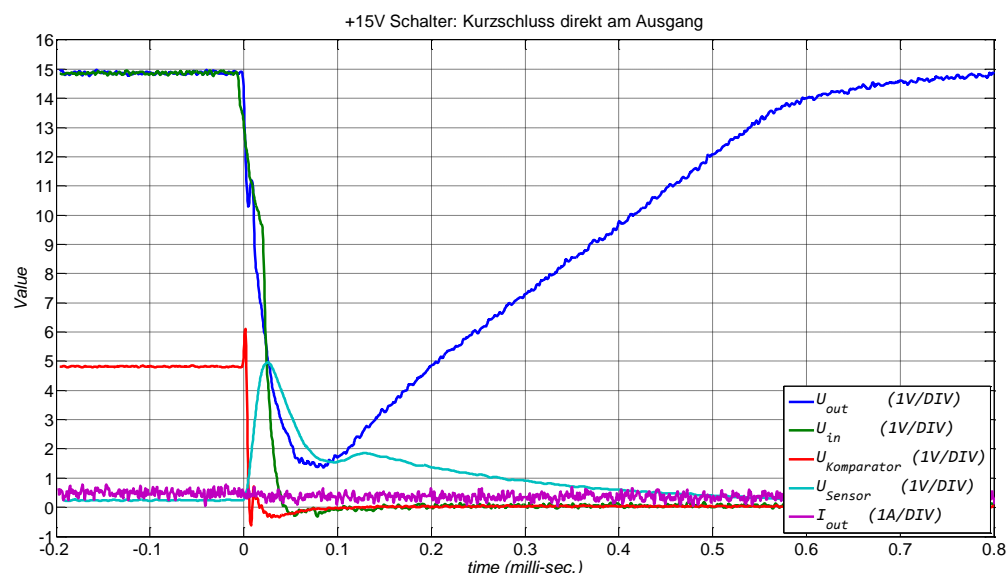


Abbildung 7.29: +15V Schalter; Direkter Kurzschluss am Ausgang (Messung b)

Messungen am Schalter für -15V Ebene

Abbildung 7.30 stellt einen wie zuvor identischen Lastsprung auf der negativen Versorgungsleitung dar. Das Verhalten ist in etwa gleich wie bei der +15 V Versorgungsleitung.

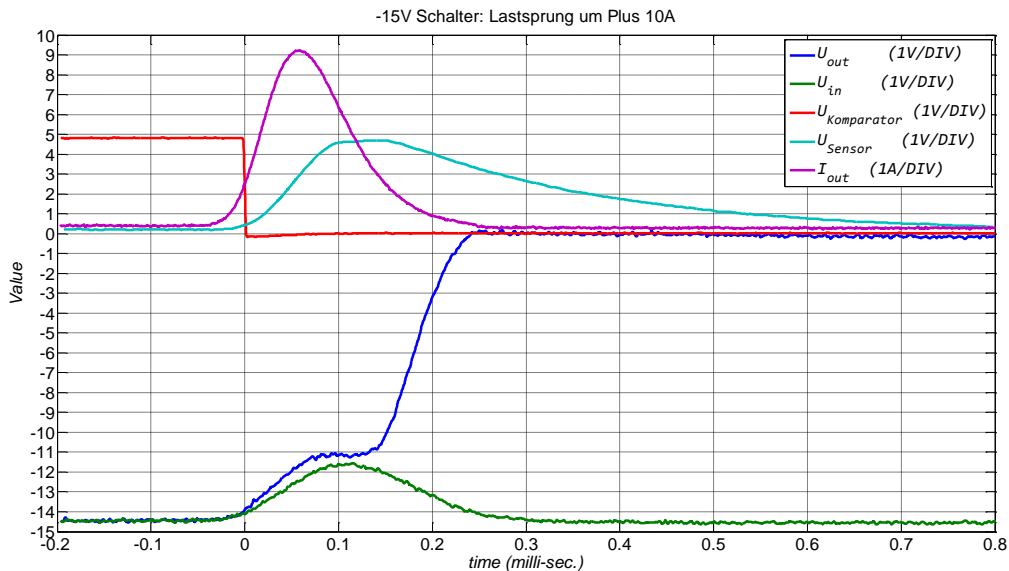


Abbildung 7.30: -15V Schalter; Lastsprung um 10A an der Lastnachbildung (Messung a)

Abbildung 7.31 zeigt einen Kurzschluss am Ausgang, nicht direkt auf der Platine sondern über ein Kabel, um den Ausgangsstrom zu erfassen. Die Spannung bricht komplett ein. Die Abschaltzeit reicht somit nicht aus um den Versorgungsbus unter diesem Umstand zu schützen.

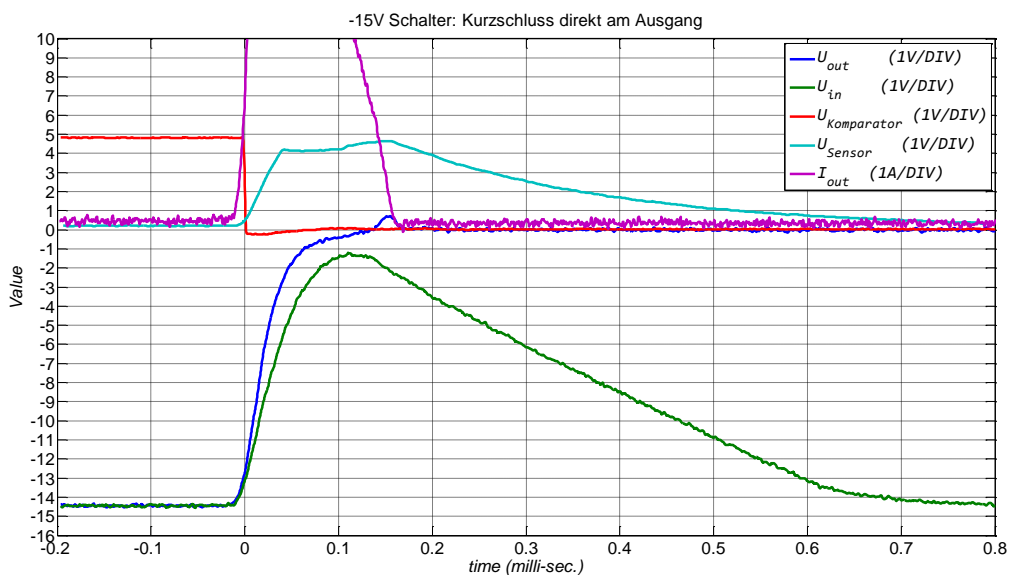


Abbildung 7.31: -15V Schalter; Direkter Kurzschluss am Ausgang (Messung b)

7.6 Beurteilung der Messergebnisse

Zusammenfassend wird an dieser Stelle eine Beurteilung der Messergebnisse durchgeführt.

Primärseitige Schalter

Die Tests der primärseitigen 22 V bis 34 V Schalter verliefen zufriedenstellend. Es hat sich in den Messungen gezeigt, dass das Gesamtsystem durch Schaltvorgänge der Konverter nicht belastet wird. Es treten keine unerwünschten Stromspitzen auf. Ebenso machte die Schutzfunktion mittels Strombegrenzung und Abschalt-Timer auch hinsichtlich der Geschwindigkeit und Konfigurationsmöglichkeiten einen guten Eindruck.

Diode-OR

Das Zusammenführen redundanter DC/DC-Konverter über Dioden ist aufgrund von Regelvorgängen beim Einschalten der Konverter etwas problematisch. Die Versorgung der Last blieb in den Versuchen von diesen Problemen aber unbeeinflusst. Im statischen Betrieb traten keine Probleme auf.

Die Messungen an den idealen Dioden für +5V zeigen Probleme beim Einschalten der Konverter aufgrund von Regelvorgängen. Bei Kurzschluss eingangsseitig einer Diode wurde der MOSFET schnell abgeschaltet, es ergaben sich kurzzeitige Rückströme. Um eine endgültige Entscheidung der Verwendbarkeit des LTC4352 treffen zu können empfiehlt es sich diese Tests mit den Convertern der DV-Serie zu wiederholen. In Gerätegruppen mit geringem Leistungsbedarf sollten jedoch Schottky Dioden zum Einsatz kommen, dies betrifft die Sonnensensoren (+5 V/0,05 A) und den PDU-Controller (+5 V/0,2 A).

Bei den schlechter geregelten $\pm 15V$ DC/DC-Konvertern traten durch die Verwendung der idealen Dioden beim Einschaltvorgang abklingende Oszillationen auf. Daher sollten hier besser Schottky Dioden verwendet werden. Bei Messungen mit Schottky-Dioden trat dieses Problem in verminderter Form aber auch auf. Endgültige Tests mit der $\pm 15 V$ Ebene müssen mit den Convertern der DV-Serie getätigt werden.

Eine Eignung der idealen Dioden für die +3,3V Spannungsebene kann derzeit nicht getroffen werden da keine DC/DC-Konverter zur Verfügung standen. Ein erster Test mit Labornetzgeräten hat die grundlegende Funktionalität bestätigt, die für das System relevanten Messungen mit Schaltreglern konnten jedoch nicht durchgeführt werden.

Sekundärseitige Schalter mit rückstellbarer Sicherung

Bei den Messungen der sekundärseitigen Schalterelemente wurde deutlich, dass die Abschaltzeiten zu lange dauern. Die Versorgungsbusse sind bei einem direkten Kurzschluss nicht optimal geschützt. Teilweise ist die Spannungsversorgung komplett eingebrochen. Es sollte eine Neuentwicklung mit Gate-Treiber in Betracht gezogen werden.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Bachelorthesis wurde ein Referenzdesign einer redundant aufgebauten Leistungsverorgung für das SHEFEX III-Navigationssystem entworfen und somit eine Vorlage zur Erstellung der HNS-PDU geschaffen.

Zunächst wurden grundlegende Funktionen der PDU erarbeitet, zusammengestellt und mit der Projektleitung besprochen. Auf Grundlage der geforderten Funktionalitäten und auf Basis von Untersuchungen geeigneter Redundanzkonzepte – die im Vorfeld im Rahmen der Praxisphase durchgeführt worden sind – wurde eine redundant aufgebaute Systemarchitektur erstellt. Eine grundlegende Massearchitektur und EMV-Maßnahmen gegen leitungsgebundene Störungen wurden erarbeitet. Die erforderlichen Hardwarekomponenten sind entwickelt und ersten Tests unterzogen worden, geeignete DC/DC-Konverter wurden bestimmt.

Der Systementwurf zeigt, dass alle geforderten Funktionen implementierbar sind. Das System ist leicht um eine komplette Monitor-Funktion erweiterbar, in der Ströme und Spannungen aller Geräte erfasst werden könnten. Schalthandlungen von DC/DC-Konvertern bis zur Geräteebeane können im finalen Design implementiert werden.

Ein repräsentatives Model der Systemarchitektur mitsamt allen vorkommenden Hardwarekomponenten wurde in Form eines Breadboard aufgebaut, dieses steht nun für Versuche und Experimente zur Verfügung. Bei Experimenten an der Hardware wurden Stärken und Schwächen des Systemaufbaus deutlich. Die hervorzuhebenden Stärken beziehen sich insbesondere auf die Schalthandlungen der Konverter. Es ist gelungen einen Sanft-Anlauf zu implementieren um ein sicheres Einschalten in jeder Situation zu ermöglichen und dabei andere Systeme nicht zu beeinflussen. Die Schwächen beziehen sich auf das Einschaltverhalten von Schaltreglern in heißer Redundanz und dem schlechten Schutz der sekundärseitigen Schalter bei Kurzschlüssen.

Abschließende Tests der erstellten Elektronikn zusammen mit den DC/DC-Konvertern der DV-Serie von VPT müssen noch erfolgen, diese standen zum Zeitrahmen der Bachelorthesis nicht zur Verfügung. Die Möglichkeiten von Tests unter Vakuumbedingungen und mechanischem Schock/Vibrationen bestanden während der Zeit der Bachelorthesis nicht. Die Elektronikn sollten sobald wie möglich geprüft werden. Erst dann ist ein Einsatz für die SHEFEX III Mission denkbar.

Die Gesamtkosten für die Elektronikkomponenten des Systementwurfs belaufen sich auf:

Elektronik:	<900,00 €	
DC/DC-Konverter:	7880,00 \$	→ ca. 5800,00 €
EMI-Filter:	980,00 \$	→ ca. 720,00 €
Summe:	7420,00 €	

Der nächste Schritt zur Fertigstellung der HNS-PDU ist die Integration des sich derzeit noch in Entwicklung befindlichen PDU-Controllers. Das aktuelle Konzept besteht aus zwei unabhängig voneinander arbeitenden Mikrocontrollern mit getrenntem *Heartbeat-Watchdog*. Der PDU-Controller soll in diesem Konzept keine Entscheidungskraft besitzen und nur Befehle der OBCs

ausführen. Weiterhin muss eine *Startup Prozedur* für einen kontrollierten Systemstart erarbeitet werden.

Zum finalen Entwurf der Energieverteilung in die HNS-Box muss ein mechanischer Entwurf in Zusammenarbeit mit einem Gesamtentwurf der Elektronikplatinen erstellt werden. Aufgrund der Dimensionen ist eine Realisierung auf Basis einer einzelnen Platine unrealistisch. Es sind mehrere Möglichkeiten eines mechanischen Designs in Betracht gezogen worden, vermutlich wird die HNS-PDU als *Backplane-Architektur* realisiert. Eine Alternative ist die Strukturierung als *Stack*. Beides sind übliche Formen für Leistungsversorgungseinheiten im Raumfahrtsektor wie sie auch von Unternehmen wie *ASTRIUM*, *VECTRONIC Aerospace* oder *VPT* entwickelt werden.

Das fertige System muss für den Einsatz in SHEFEX III zur endgültigen Verifikation Eignungstests unter Vakuum, Beschleunigungs-, Vibrations- sowie thermischen Stresstests unterzogen werden.

Die verwendeten Halbleiterkomponenten sind nicht für Raumfahrtanwendungen verifiziert. Um eine Wiederverwendung der Energieverteilungseinheit für künftige Missionen im Weltraum zu gewährleisten, müssen die verwendeten Halbleiterkomponenten Bestrahlungstests unterzogen werden. Schirmung der Halbleiterbausteine mittels RAD-Package ist denkbar, oder das Ausweichen auf RAD-HARD verifizierte Halbleiterbausteine. Im zweiten Falle müssen die verwendeten integrierten Schaltungen mit einfacheren Schaltungselementen nachgebildet werden. Die meisten DC/DC-Konverter von VPT können durch die baugleiche RAD-Tolerante SV-Serie ersetzt werden.

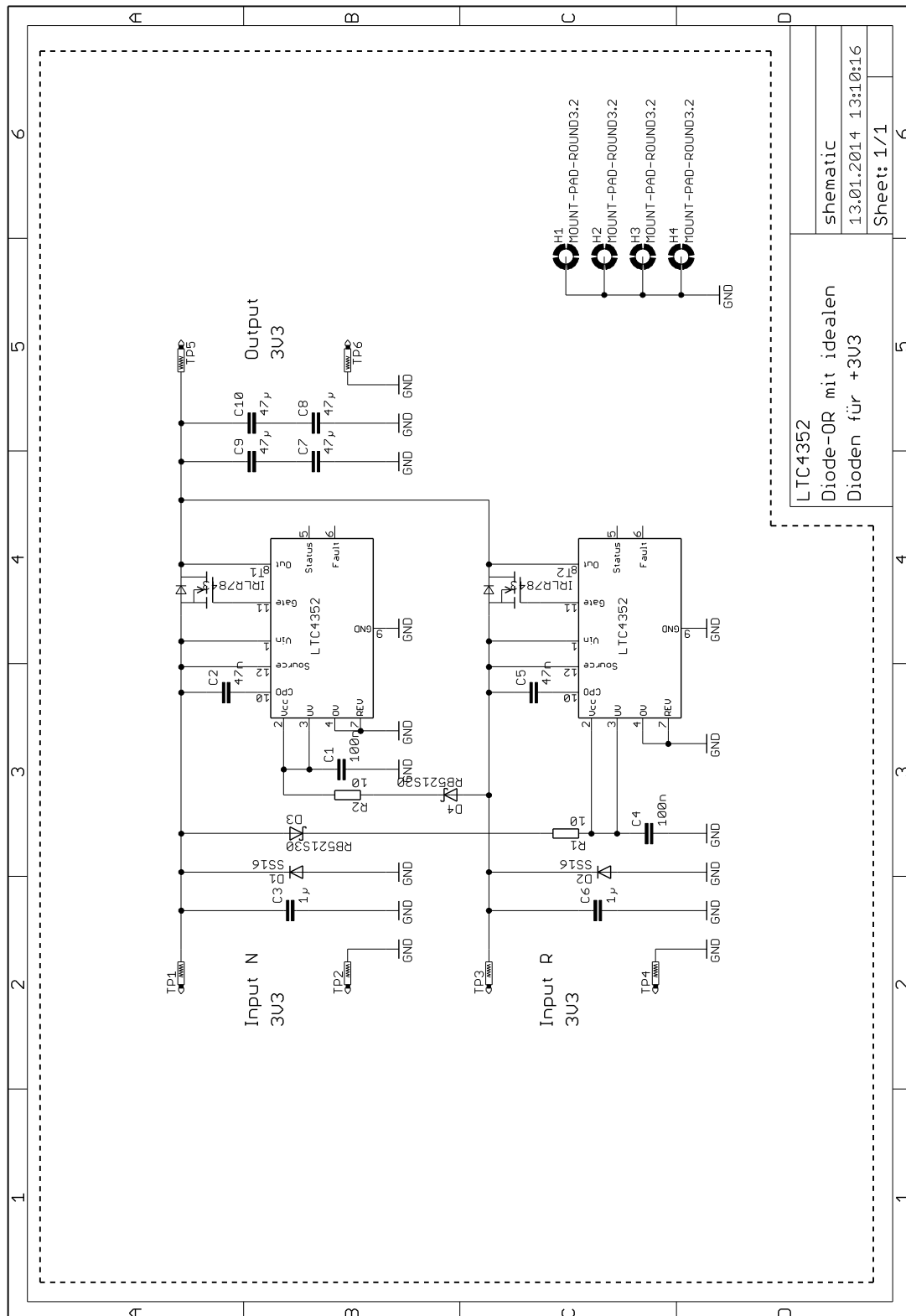
Literaturverzeichnis

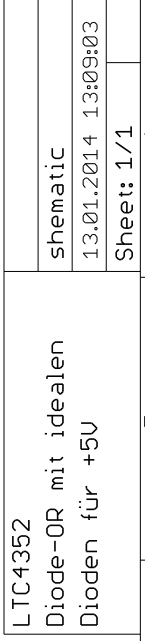
- [1] DLR, „Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.,“ <http://www.DLR.de>.
- [2] F. Zach, Leistungselektronik; Ein handbuch, Wien: Springer Verlag, 2010.
- [3] M. R. Patel, Spacecraft Power Systems, Crc Press Inc., 2005.
- [4] Shiguo Luo, Z. Ye, R. Lin und Fred C. Lee, „A Classification and Evaluation of paralleling methods for power supply modules,“ Virginia Power Electronics Center, Blacksburg.
- [5] Linear Technology, LTC4357 Datasheet, <http://www.linear.com>, 2010.
- [6] E. Liebscher, Zuverlässigkeitsanalyse und Qualitätssicherung, Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2013.
- [7] A. Birolini, Zuverlässigkeit von Geräten und Systemen, Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 1997.
- [8] InnaLabs, „INN-202/INN-204 Datasheet,“ <http://www.innalabs.com>, 2013.
- [9] Northrop Grumman LITEF, „μFORS-3U / -3UC / -6U / -6UC Datasheet,“ 2013.
- [10] Solar MEMS Technologies, „SSOC-D60 2-AXIS ACCURATE SUN SENSOR Datasheet,“ 2013.
- [11] M. Pinzer und I. Vanschoenbeek, „Shefex-2 HNS GPS Interface Control Document,“ DLR.
- [12] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V., Informationen aus SHEFEX III Teammeetings, RY-GNC Bremen, 2013/2014.
- [13] D. R. Mulville, NASA-HDBK-4001: Electrical Grounding Architecture for unmanned spacecraft, National Aeronautics and Space Administration, 1998.
- [14] Linear Technology, LTC4352 Datasheet, <http://www.linear.com>, 2010.
- [15] Linear Technologies, LT4363 Datasheet, <http://www.linear.com>, 2013.
- [16] International Rectifiers, IRF3610S Datasheet, <http://www.irf.com>, 2013.
- [17] Linear Technologies, „LT6108 Datasheet,“ <http://www.linear.com>, 2013.
- [18] Linear Technologies, „LT6109 Datasheet,“ <http://www.linear.com>, 2013.
- [19] Linear Technologies, „LT6105 Datasheet,“ <http://www.linear.com>, 2013.
- [20] Linear Technologies, LT3014 Datasheet, <http://www.linear.com>, 2013.
- [21] Atmel, ATmega48/88/168 Datasheet, <http://www.atmel.com/>, 2013.

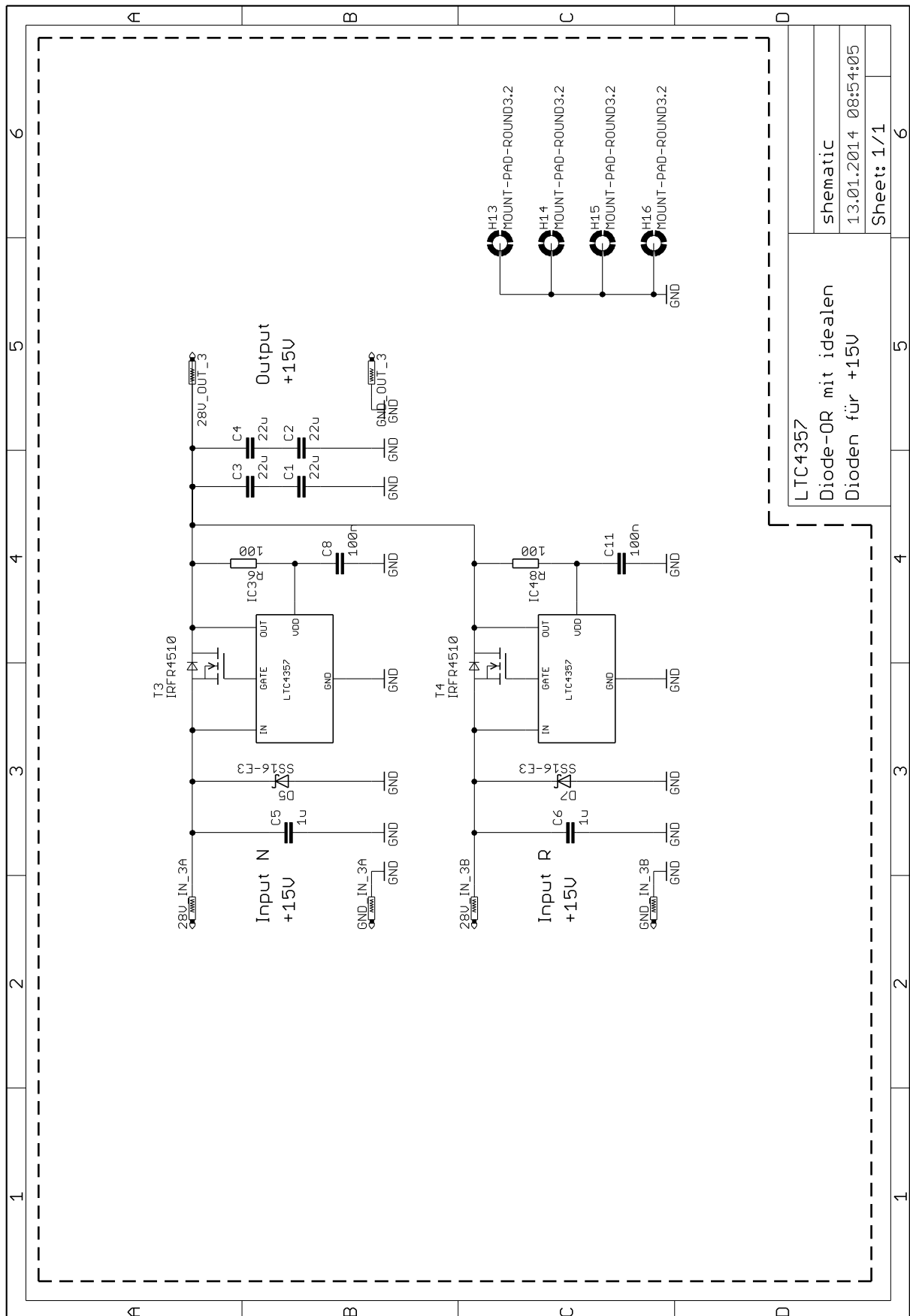
- [22] Texas Instruments, INA168 Datasheet, <http://www.ti.com>, 2005.
- [23] Linear Technologies, LTC3632 Datasheet, <http://www.linear.com>, 2013.
- [24] Linear Technologies, LT1461 Datasheet, <http://www.linear.com>, 2013.
- [25] R. Geyer, Elektronische Schaltungen und Messelektronik, Vorlesungsskript, Wilhelmshaven, 2011.
- [26] Tietze und Schenk, Halbleiter Schaltungstechnik, Erlangen und München: Springer, 2009.
- [27] Maxim integrated, MAX3232 Datasheet, <http://datasheets.maximintegrated.com/>, 2013.
- [28] J. Specovius, Grundkurs Leistungselektronik, Berlin: Vieweg und Teubner, 2011.
- [29] XP Power, MTC-Series, <http://www.xppower.com>, 2013.
- [30] VPT Power, „VPT Power Datasheets,“ <http://www.vptpower.com/data/datasheets/>, 2013.
- [31] International Rectifier, „AM & M3 -Series,“ <http://www.irf.com>.
- [32] S. Rakers, „Failure is not an Option; Elektronik und Computer in der Raumfahrt,“ ASTRIUM, Bremen, 2013.

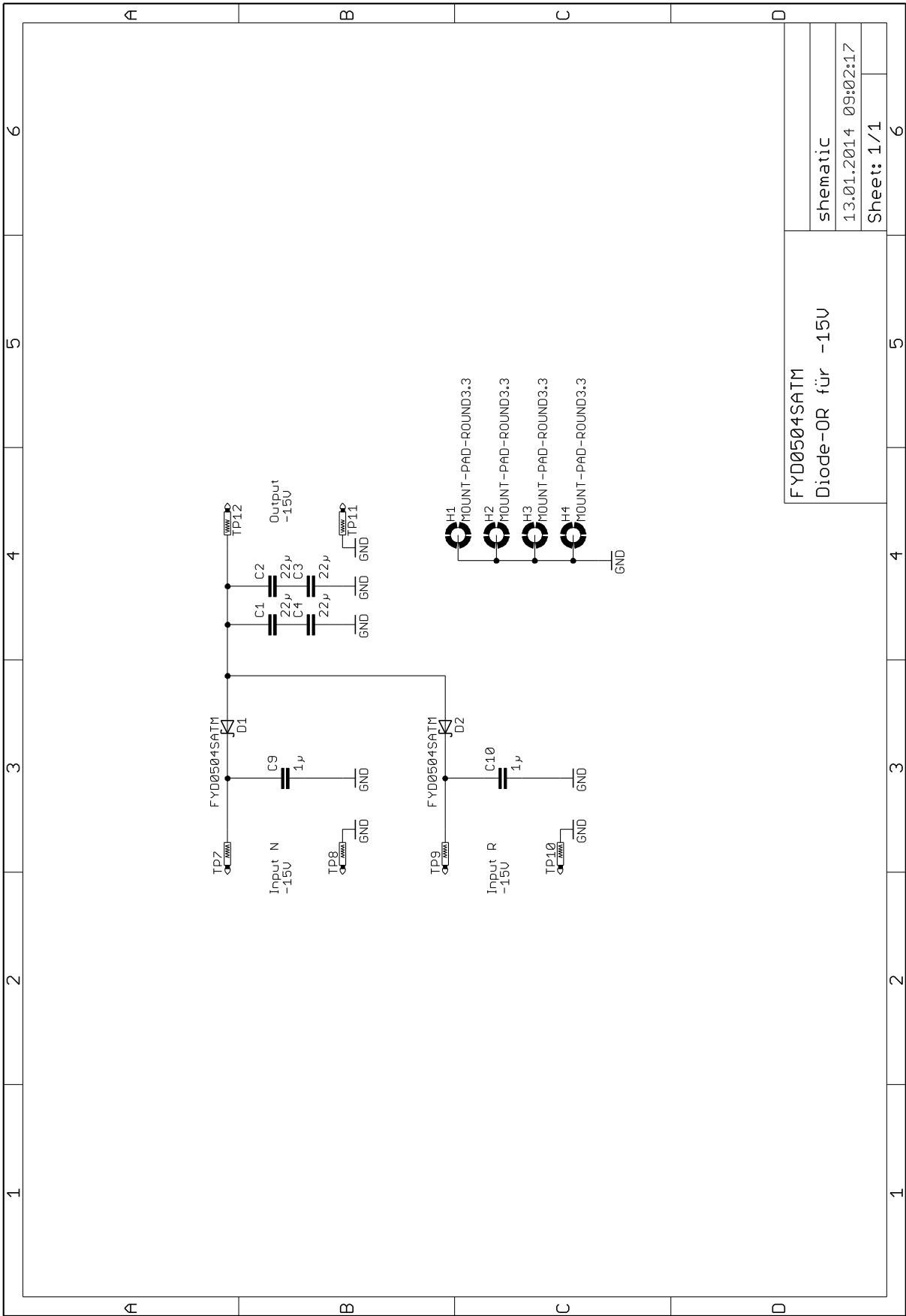
Anhang

A1: Schaltpläne für Diode-OR-Zusammenführungen

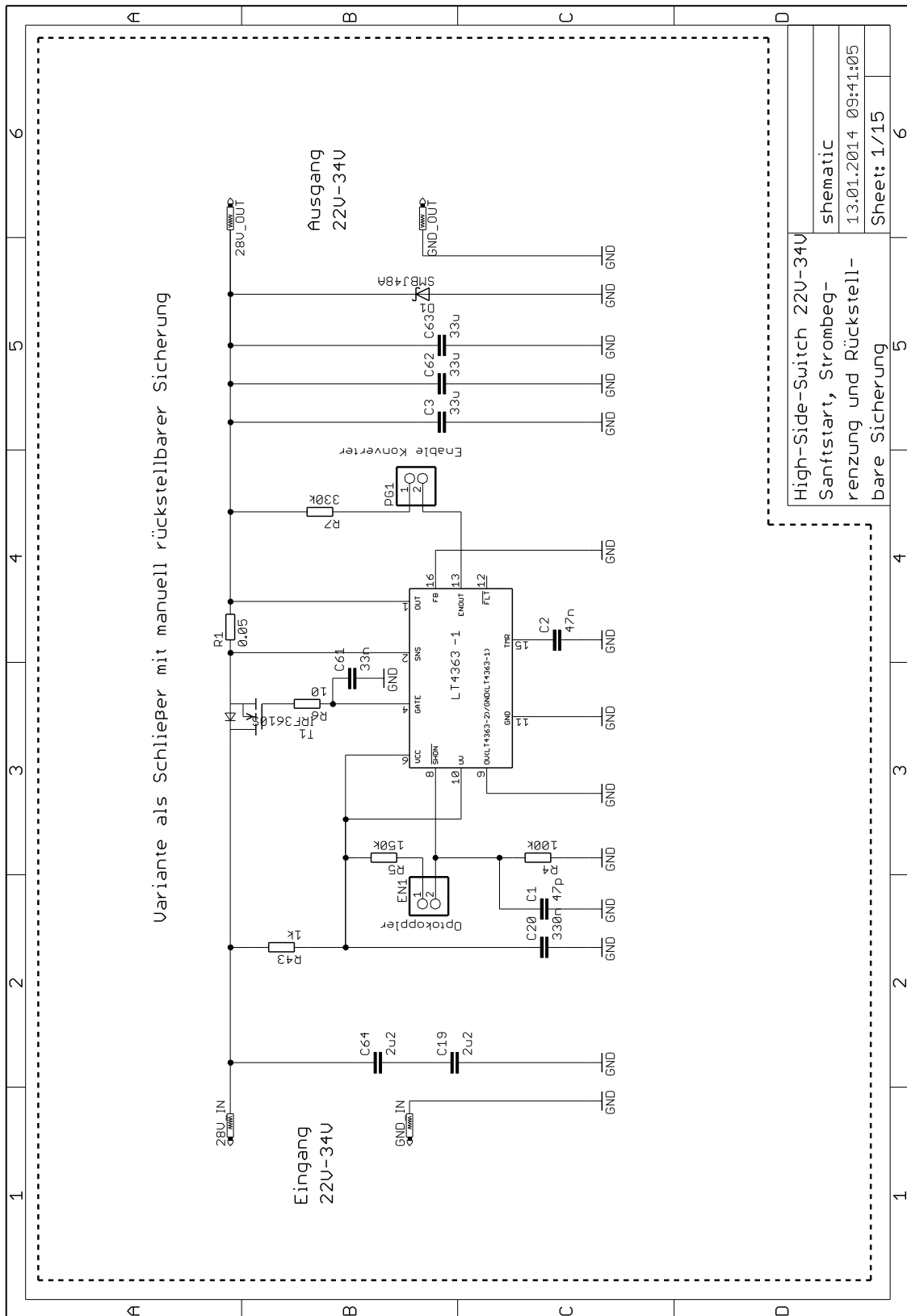




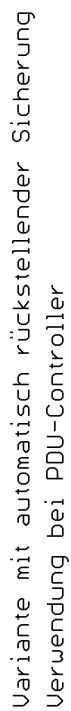




A2: Schaltpläne für primärseitige Schalterelemente

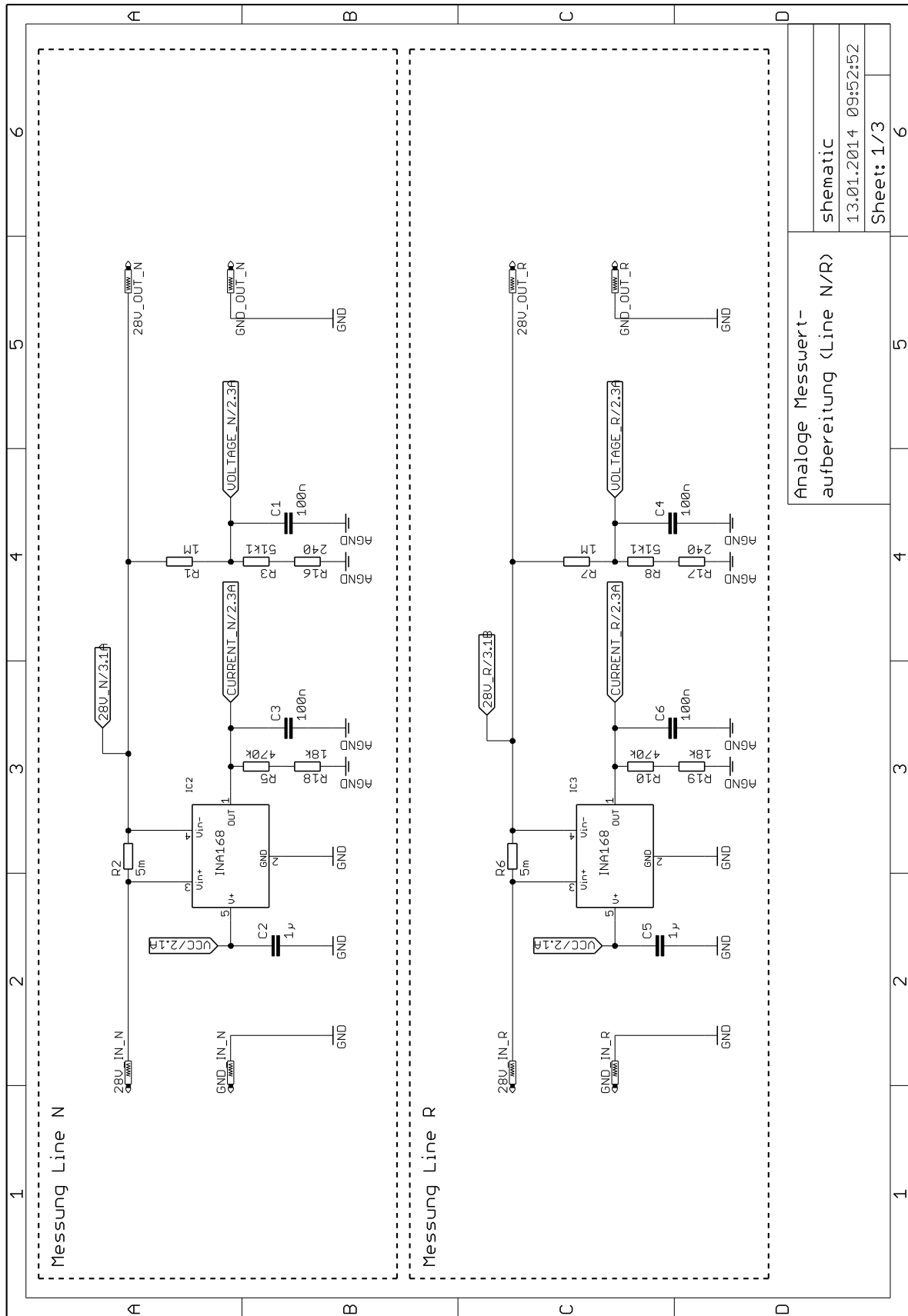


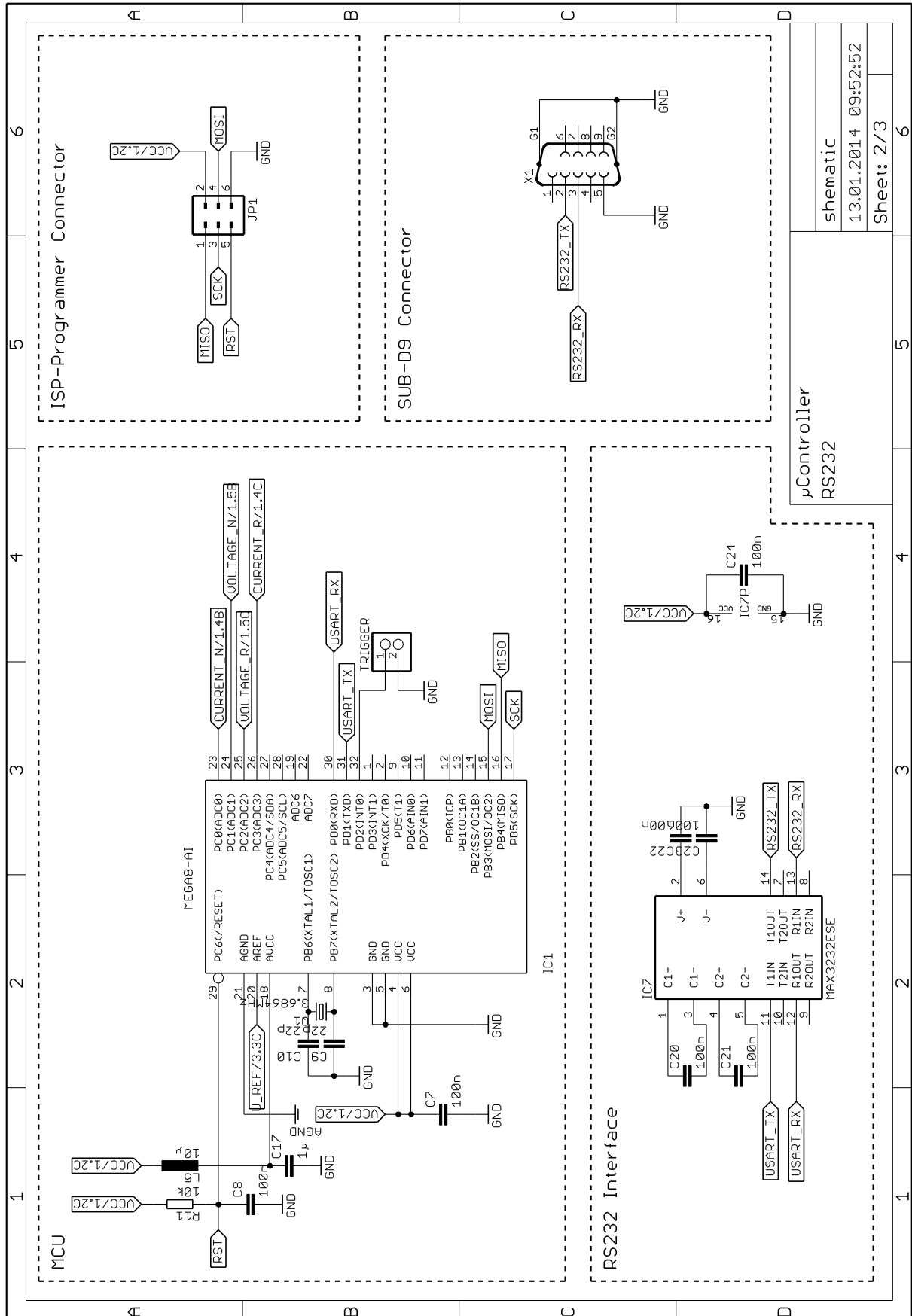


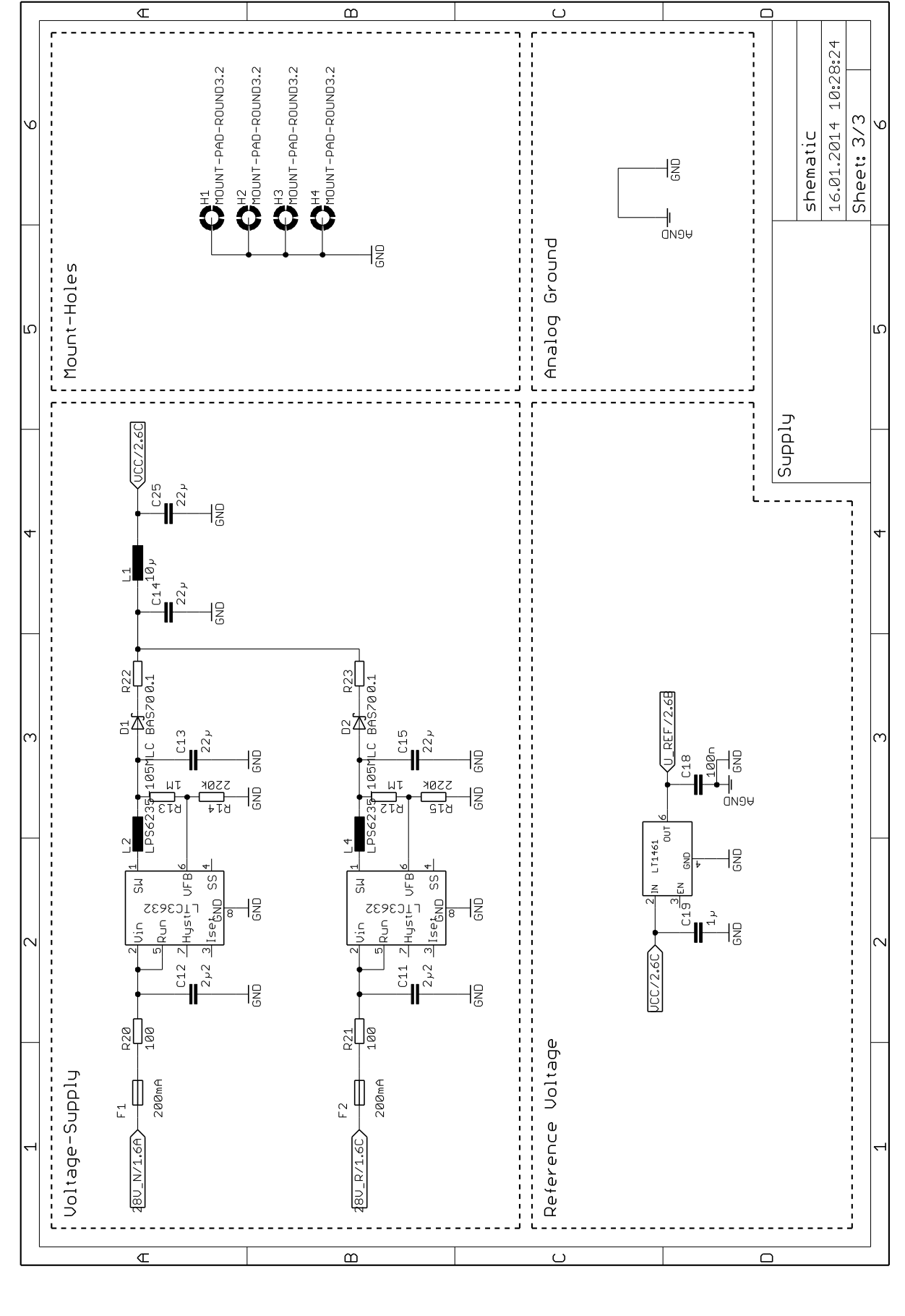




A4: Schaltpläne für PDU-Monitor

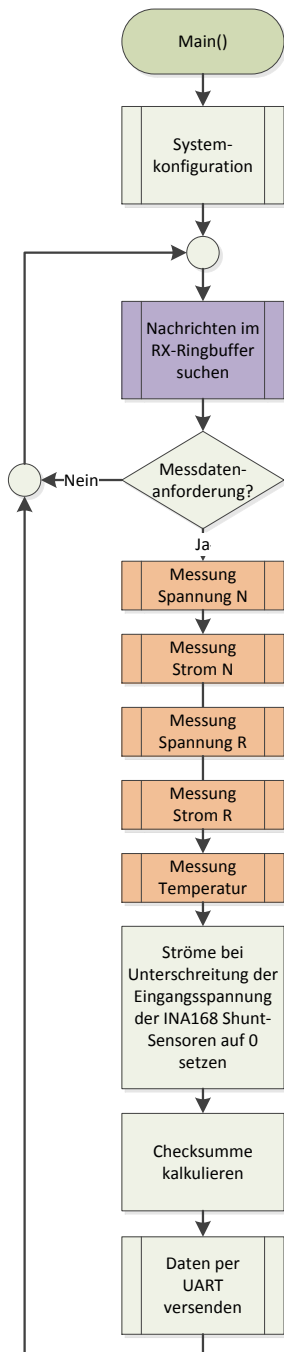




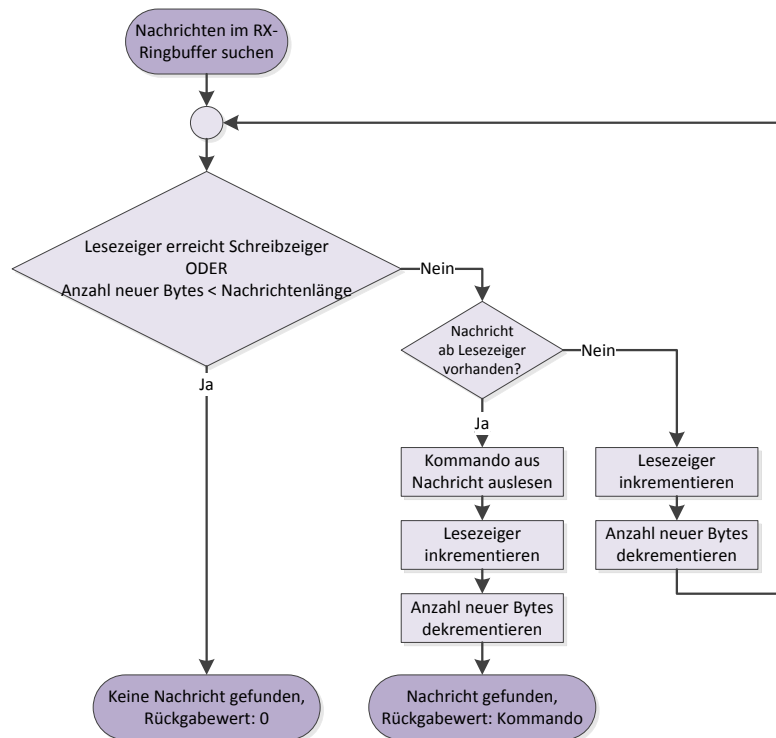


A5: PDU-Monitor - Programmablaufplan

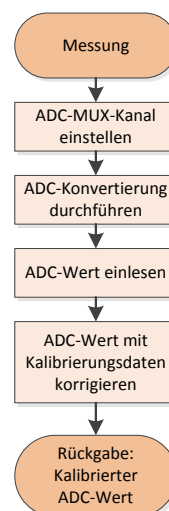
Hauptprogramm



Funktion zum Durchsuchen des Nachrichtenbuffers nach Kommandos



Funktion zum Durchführen einer Messung



A6: PDU-Monitor - Quelltexte

```

/*****
main() program
*****/
int main(void)
{
    /* Variablen */
    unsigned char n; //Zählvariable
    union UART_TX_MESSAGE_F uart_tx_message_f = {{ UART_START0 , UART_START1 ,
                                                    'U','U','I','I','U','U','I','I','T','T',
                                                    'C', UART_END0, UART_END1 }};

    /* ADC Initialisierung */
    ADC_Init();
    /* UART Initialisierung */
    uart_init( UART_BAUD_SELECT(UART_BAUD_RATE,F_CPU) );
    /* Interrupt aktivieren */
    sei();

    /* Application Loop */
    while(1)
    {
        /* Prüfen ob Kommando eingegangen */
        switch( uart_check_requestmessage() )
        {
            case UART_CMD_FULLDATA: /* Messungen durchführen */
                uart_tx_message_f.Data.Voltage_N = ADC_Messung_durchfuehren(VOLTAGE_N);
                uart_tx_message_f.Data.Current_N = ADC_Messung_durchfuehren(CURRENT_N);
                uart_tx_message_f.Data.Voltage_R = ADC_Messung_durchfuehren(VOLTAGE_R);
                uart_tx_message_f.Data.Current_R = ADC_Messung_durchfuehren(CURRENT_R);
                uart_tx_message_f.Data.Temperature = ADC_Messung_durchfuehren(TEMPERATURE);
                /* Korrektur wegen INA168 bei U_sense<U_min */
                if( uart_tx_message_f.Data.Voltage_N < INA168_Min_V)
                    uart_tx_message_f.Data.Current_N = 0;
                if( uart_tx_message_f.Data.Voltage_R < INA168_Min_V)
                    uart_tx_message_f.Data.Current_R = 0;
                /* CRC kalkulieren */
                uart_tx_message_f.Data.Crc = 0;
                for(n=0; n<(UART_TX_MESSAGE_F_SIZE-4); n++)
                    uart_tx_message_f.Data.Crc += uart_tx_message_f.Message[n];
                /* Nachricht senden */
                uart_send_Data(uart_tx_message_f.Message, UART_TX_MESSAGE_F_SIZE);
                break;
            default: break;
        }
    }
}

/*****
uart_check_requestmessage()
*****/
unsigned char uart_check_requestmessage(void)
{
    unsigned char cmd;
    /* Nachricht suchen bis eine Nachricht gefunden wurde oder Ende des Buffers erreicht wird */
    while( (UART_RxHead!=UART_RxTail) && (UART_RxBuf_NewBytes>=UART_RX_MESSAGE_SIZE) )
    {
        /* Nachricht suchen */
        if( UART_RxBuf[(UART_RxTail+1)%UART_RX_BUFFER_SIZE] == UART_START0 &&
            UART_RxBuf[(UART_RxTail+2)%UART_RX_BUFFER_SIZE] == UART_START1 &&
            UART_RxBuf[(UART_RxTail+UART_RX_MESSAGE_SIZE-1)%UART_RX_BUFFER_SIZE] == UART_END0 &&
            UART_RxBuf[(UART_RxTail+UART_RX_MESSAGE_SIZE)%UART_RX_BUFFER_SIZE] == UART_END1 )
        {
            /* Nachrichtenkommando speichern */
            cmd = UART_RxBuf[(UART_RxTail+3)%UART_RX_BUFFER_SIZE];
            /* Lesezeiger inkrementieren */
            UART_RxTail = (UART_RxTail + UART_RX_MESSAGE_SIZE) & UART_RX_BUFFER_MASK;
            /* Ungelesene Anzahl Bytes dekrementieren */
            UART_RxBuf_NewBytes -= UART_RX_MESSAGE_SIZE;
            /* Nachrichtenkommando zurückgeben */
            return cmd;
        }
        else
        {
            /* Lesezeiger inkrementieren */
            UART_RxTail = (UART_RxTail + 1) & UART_RX_BUFFER_MASK;
            /* Ungelesene Anzahl Bytes dekrementieren */
            UART_RxBuf_NewBytes--;
        }
    }
    return 0; //Keine Messwertanforderung vorhanden
}

```

```

/*****

Projekt: SHEFEXIII - HNS - PDU
Datei:      defines.h
Author:     Norbert Kwiatkowski
Datum:      04.12.2013
Version: V1.0

        Beschreibung:
        + Informationen zur Hardware
        + Definitionen

*****/

#ifndef APPLICATION_H_
#define APPLICATION_H_

/*****
        Hardware
*****/

#define F_CPU      3686400UL      //CPU-Takt (Quarzfrequenz in Hz)
#define UART_BAUD_RATE  9600      //Baudrate (UART)

/*****
        ADC-MUX-ADRESSES
*****/

#define VOLTAGE_N      1      //Spannung Line N
#define VOLTAGE_R      2      //Spannung Line R
#define CURRENT_N      0      //Strom Line N
#define CURRENT_R      3      //Strom Line R
#define TEMPERATURE    8      //Interner Temperatursensor

/*****
        UART-Message allgemein
*****/

#define UART_START0     'M'      //Header Byte 0
#define UART_START1     'E'      //Header Byte 1
#define UART_END0       '\r'     //End Byte 0
#define UART_END1       '\n'     //End Byte 1

/*****
        UART RX-Message Commands
*****/

#define UART_CMD_FULLDATA  'F'      //Command: Full Data Request

/*****
        INA168 Minimumspannung
*****/

#define INA168_Min_V      60      //Minimale Spannung des INA168 (60 entspricht 3V)

#endif /* APPLICATION_H_ */

```

```

/*****

Projekt: SHEFEXIII - HNS - PDU
Datei:      datatypes.h
Author:     Norbert Kwiatkowski
Datum:      04.12.2013
Version: V1.0

Beschreibung:
Enthält Definitionen benötigter enums, unions und structures

*****/

#ifndef DATATYPES_H_
#define DATATYPES_H_

/***** unions *****/

/* Union für UART-RX-Nachricht *****/
#define UART_RX_MESSAGE_SIZE 5 //Anzahl der Bytes in der 'uart_rx_message'
union UART_RX_MESSAGE
{
    char Message[UART_RX_MESSAGE_SIZE];
    struct
    {
        char Start_1; //Startbyte 1
        char Start_2; //Startbyte 2

        char Command; //Requestbefehl

        char End_1; //Endbyte 1
        char End_2; //Endbyte 2
    } __attribute__((packed)) Data;
};

/* Union für UART-TX-Nachricht Typ F *****/
#define UART_TX_MESSAGE_F_SIZE 15 //Anzahl der Bytes in der 'uart_tx_message'
union UART_TX_MESSAGE_F
{
    char Message[UART_TX_MESSAGE_F_SIZE];
    struct
    {
        unsigned char Start_1; //Startbyte 1
        unsigned char Start_2; //Startbyte 2

        unsigned int Voltage_N; //Spannung Line N
        unsigned int Current_N; //Strom Line N
        unsigned int Voltage_R; //Spannung Line N
        unsigned int Current_R; //Strom Line N
        unsigned int Temperature; //MCU-Temperatur

        unsigned char Crc; //CRC

        unsigned char End_1; //Endbyte 1
        unsigned char End_2; //Endbyte 2
    } __attribute__((packed)) Data;
};

#endif /* DATATYPES_H_ */

```

```

/*****
Calibration data
*****/
signed char ADC_Cal_Data_Voltage_N[16] = {1,2,1,1,2,2,3,3,3,4,4,3,3,2,2};
signed char ADC_Cal_Data_Voltage_R[16] = {1,2,1,1,1,2,2,2,3,3,3,2,2,2,1,1};

signed char ADC_Cal_Data_Current_N[16] = {6,5,3,1,0,-1,-3,-4,-5,-7,-9,-11,-12,-14,-16,-18};
signed char ADC_Cal_Data_Current_R[16] = {15,10,8,6,5,4,3,2,2,0,-1,-2,-3,-5,-7,-8};

/*****
AD-Converter initialisieren: void ADC_init(void)
*****/
void ADC_Init(void)
{
    /* Auswahl Referenzspannungsquelle */
    ADMUX = 0; //Verwendung einer externen Referenzspannungsquelle!
    /* Ausrichtung des Ergebnisses */
    ADMUX |= (0<<ADLAR); //Rechts ausrichten
    /* ADC Vorteiler auf Maximum */
    ADCSRA = 0b00000111; //Frequenzvorteiler = 128
    /* ADC aktivieren */
    ADCSRA |= (1<<ADEN); // Enable
    /* Initialisierungsmessung */
    ADCSRA |= (1<<ADSC); // ADC-Wandlung starten
    while (ADCSRA & (1<<ADSC) ); // Wandlung abwarten
    (void) ADCH; // Auslesen
}

/*****
Messung_durchfuehren():
*****/
unsigned int ADC_Messung_durchfuehren(char ch_select)
{
    /* Variablen */
    unsigned int val = 0;

    /* MUX-Channel laden */
    ADMUX &= 0xF0; // Letzte Adresse löschen
    ADMUX |= (0x0F & ch_select); // Neue Adresse einfügen

    /* Conversion starten */
    ADCSRA |= (1<<ADSC); // AD-Wandlung starten
    while (ADCSRA & (1<<ADSC) ); // Wandlung abwarten

    /* Wert zusammenstellen */
    val = ADCL;
    val += (ADCH<<8);

    /* Kalibrierung */
    switch(ch_select)
    {
        case VOLTAGE_N:
            if(val)
                val = (unsigned int)((signed int)val + (signed int)ADC_Cal_Data_Voltage_N[ (val>>6)&0x0F ]);
            break;

        case VOLTAGE_R:
            if(val)
                val = (unsigned int)((signed int)val + (signed int)ADC_Cal_Data_Voltage_R[ (val>>6)&0x0F ]);
            break;

        case CURRENT_N:
            if(val)
                val = (unsigned int)((signed int)val + (signed int)ADC_Cal_Data_Current_N[ (val>>6)&0x0F ]);
            break;

        case CURRENT_R:
            if(val)
                val = (unsigned int)((signed int)val + (signed int)ADC_Cal_Data_Current_R[ (val>>6)&0x0F ]);
            break;

        default: break;
    }

    /* Wert zurückgeben */
    return val;
}

```

A7: Versuchsaufbau

